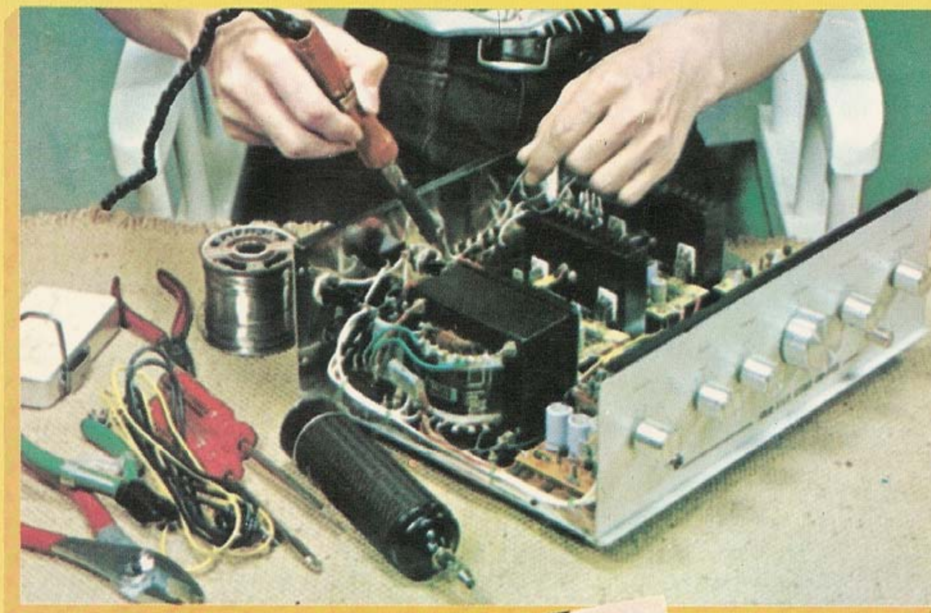
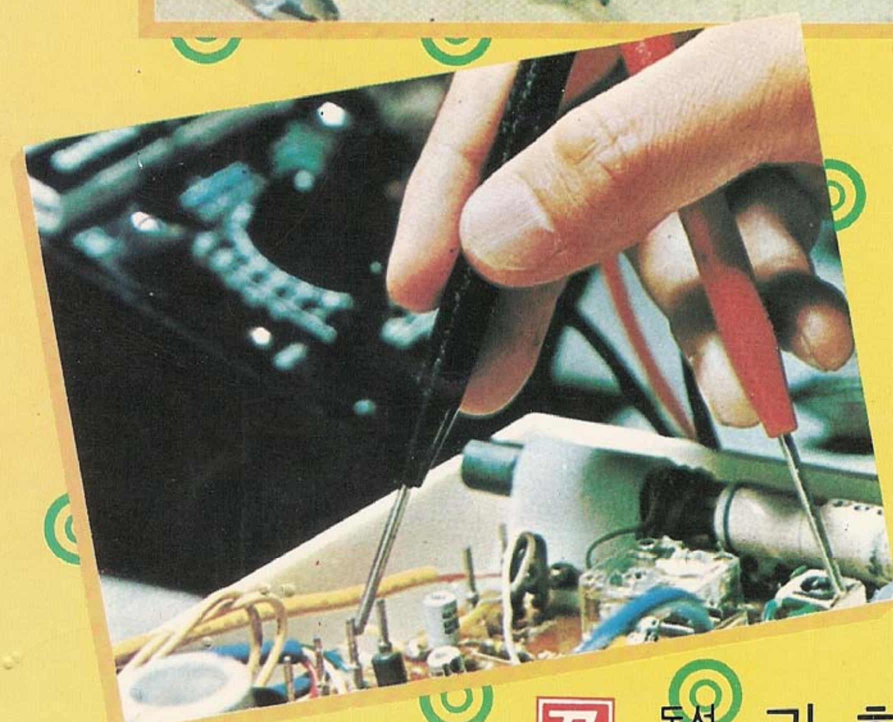
해설도해식

증보판

엘렉트로닉스 입문





도서출판 과학도서

증보판
해설도해식
엘렉트로닉스 입문
김병진 편
과학도서
545

권위있는 과학도서 안내

서울특별시 성동구 행당동 1-56
도서출판 과학도서 293-1933 292-3934

오디오 시리즈

1	오오디오입문	● B 5판 216면 정가 3,200원
2	오오디오상식	● B 5판 180면 정가 2,700원
3	오오디오용어해설	● B 5판 175면 정가 2,900원
4	오오디오아이디어	● B 5판 136면 정가 2,300원
5	오오디오테크닉	● B 5판 224면 정가 3,300원
6	오오디오 가이드	● B 5판 164면 정가 3,200원
7	오디오를 즐기는 법	● B 6판 200면 정가 2,100원

007 제작집

제 0 집	근 간	제 3 집	700원	제 6 집	900원
제 1 집	600원	제 4 집	800원	제 7 집	900원
제 2 집	700원	제 5 집	900원	제 8 집	900원

규격표 시리즈

☐	TR 규격대치표	● A 4판 면 정가 원

회 로 집

☐	419회로집	● B 5판 208면 정가 3,100원
☐	516회로집	● B 5판 312면 정가 4,600원
☐	815회로집	● B 5판 434면 정가 6,400원

실체배선도집

☐	실체배선도 제 1 집	● B 5판 248면 정가 3,600원
☐	실체배선도 제 2 집	● B 5판 224면 정가 3,300원

문제집 시리즈

1	국가기능검정문답집	● A 5판 550면 정가 2,800원
2	전자공학문답집	● A 5판 248면 정가 1,300원
3	전기이론문답집	● A 5판 264면 정가 2,000원
4	국가고시문답집	● A 5판 264면 정가 2,900원

트랜지스터 활용 시리즈

1	트랜지스터제작입문	● B 6판 176면 정가 1,000원
2	수신기제작	● B 6판 200면 정가 950원
3	송신기와측정기제작	● B 6판 180면 정가 800원
4	VHF 세트제작	● B 6판 184면 정가 1,100원

기초이론 도서

☐	전기회로독본	● A 5판 268면 정가 2,900원
☐	트랜지스터독본	● B 6판 272면 정가 2,500원
☐	테스터교본	● B 5판 224면 정가 2,600원
☐	공구(선택법과사용법)	● B 5판 114면 정가 2,500원

IC 제작집

☐	IC 응용제작	● A 5판 면 정가 원
☐	종합 IC 공작집	● A 5판 340면 정가 4,700원

이론과 실기

☐	라디오제작입문	● B 5판 218면 정가 3,200원
☐	트랜지스터 회로 설계와 제작	● B 5판 196면 정가 2,800원
☐	카세트녹음기(증보판)	● B 5판 208면 정가 3,100원
☐	전자제작입문	● B 5판 256면 정가 3,900원
☐	호움엘렉트로닉스공작	● B 5판 184면 정가 2,800원
☐	엘렉트로닉스입문	● B 5판 144면 정가 2,400원
☐	오오디오를 즐기는 법	● B 6판 200면 정가 2,100원
☐	전기·전자악기의 제작가이드	● B 5판 136면 정가 2,700원

전자제작 실기 도서

☐	초보라디오제작	● B 5판 168면 정가 2,200원
☐	라디오공작	● A 5판 184면 정가 2,000원
☐	전자공작집	● B 5판 128면 정가 2,100원
☐	트랜지스터공작입문	● B 5판 192면 정가 2,500원
☐	전자완구만들기	● B 6판 184면 정가 1,900원
☐	전자공작입문	● B 6판 170면 정가 1,300원
☐	엘렉트로닉스기기제작집	● B 5판 232면 정가 3,700원

무선기술 도서

☐	아마튜어무선제작	● A 5판 176면 정가 1,800원
☐	트랜시이버와 인터폰	● B 5판 120면 정가 2,000원
☐	와이어리스마이크와트랜시이버	● B 5판 242면 정가 3,000원
☐	BCL 단파라디오제작집	● B 5판 152면 정가 1,500원
☐	초급아마튜어무선	● A 5판 246면 정가 2,900원
☐	아마튜어무선영어	● 신서판 240면 정가 1,800원

전자제작집

제 1 집	2,500원	제 7 집	2,400원	제13집	2,800원
제 2 집	2,600원	제 8 집	2,400원	제14집	2,800원
제 3 집	2,400원	제 9 집	2,600원	제15집	2,800원
제 4 집	2,900원	제10집	3,200원	제16집	3,300원
제 5 집	3,000원	제11집	3,200원	제17집	3,200원
제 6 집	2,200원	제12집	3,200원		

고장수리도서

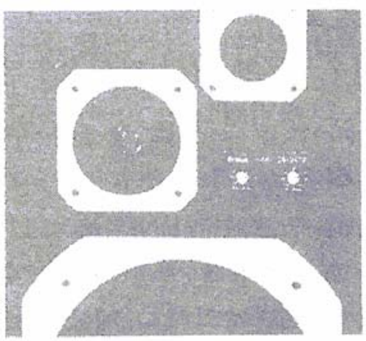
☐	오오디오고장수리	● B 5판 196면 정가 2,600원
☐	라디오고장수리의비결	● B 6판 176면 정가 1,600원
☐	TR 고장수리비결	● B 6판 320면 정가 2,400원
☐	스테레오고장수리의비결	● B 6판 344면 정가 2,000원

스테레오·앰프

☐	스테레오교본	● B 5판 136면 정가 2,300원
☐	Hi-Fi 앰프	● B 5판 320면 정가 5,000원
☐	스테레오제작입문	● B 5판 176면 정가 2,600원

해설도해식

엘렉트로닉스 입문



도서출판 과 학 도 서

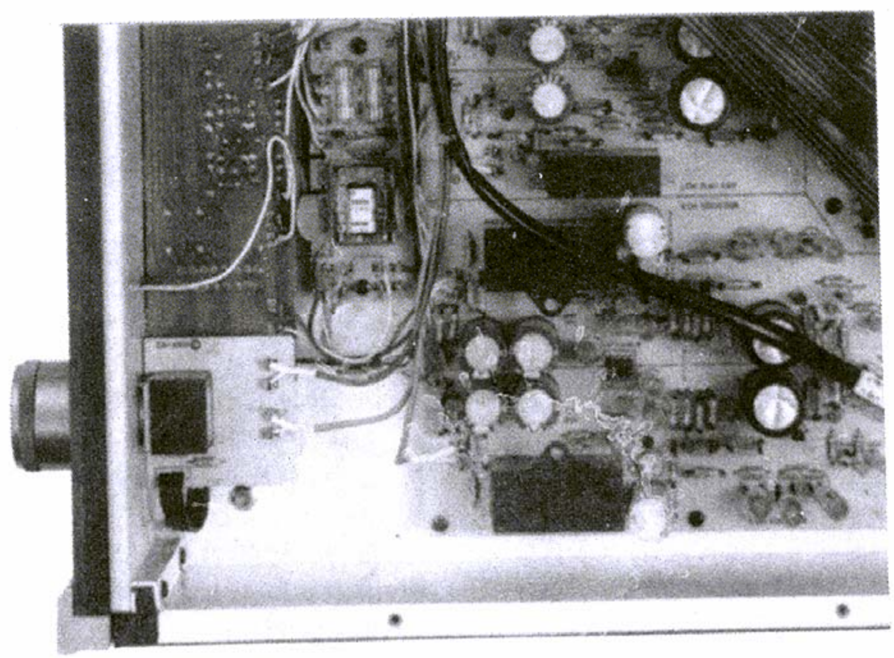
차 례

이 론 편

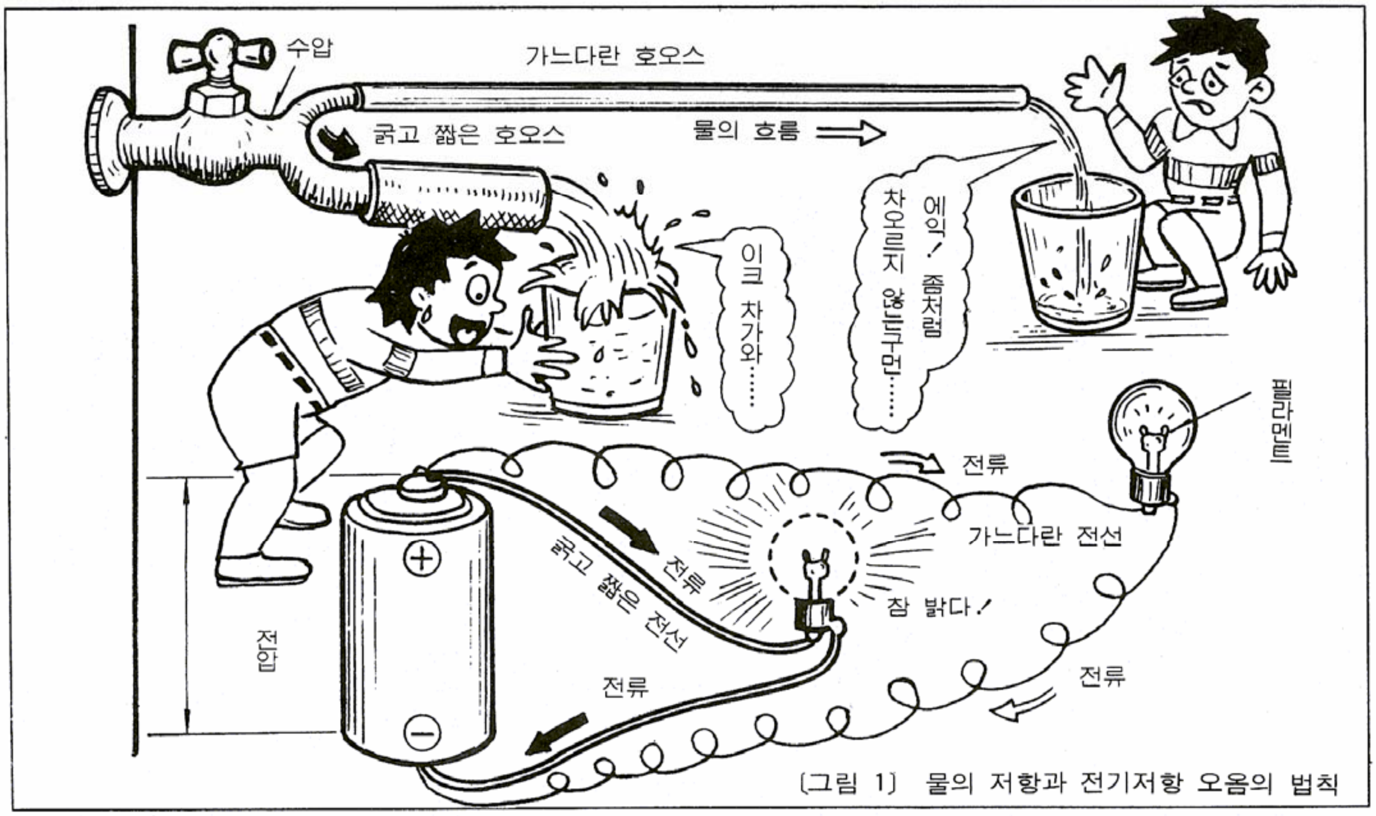
4. 전계효과 트랜지스터(FET)의 구조와 작용

5. 트랜지스터와 다이오우드를 사용한 여러 가지 회로

이 론 편



1 1·1 전압, 전류, 전기저항과 오옴의 법칙



〔그림 1〕 물의 저항과 전기저항 오옴의 법칙

〔그림 1〕을 보자. 수도꼭지에 각각 2개의 호오스가 끼워져 있다. 1개는 가늘고 길며, 다른 1개는 굵고 짧은 호오스이다. 콕을 열어 물을 보내면 가늘고 긴 호오스에서 나오는 물의 양은, 굵고 짧은 호오스의 수량보다 적다는 것을 누구나 알 수 있다. 이것은 호오스에 물의 흐름을 막으려는 저항이 작용하기 때문이고, 호오스의 저항은 다음과 같은 성질을 가지고 있다.

(1) 호오스의 단면적이 좁을수록 크다.

(2) 호오스의 길이가 길수록 크다.

그런데 물이 호오스를 통하여 흐르기 위해서는 수도꼭지 부분에 수압이 없으면 안된다. 수압이 호오스의 저항보다 큼으로써 물이 흐르는 것이다. 여러분이 한여름날 낮에 수도꼭지를 틀어 물이 나오게 하면 언제든지 잘 나와야 할 물이 잘 나오지 않는 수가 있다.

그것은 부근에 있는 집이 모두 빨래나 청소를 하기 위해 물을 대량으로 사용하여 수압이 내려가 버리기 때문이다. 이 사실을 정리하면 다음과 같다.

(3) 호오스의 저항을 일정하게 했을 때, 즉 항상 같은 굵기, 같은 길이의 호오스를 사용한다고 하고, 될 수 있는대로 많은 물을 흘리고 싶으면 수도꼭지에서의 수압을 높이면 된다.

(4) 반대로 수압이 변하지 않는 것으로 하면 (1)과 (2)에서 말한 호오스의 저항이 작을수록 대량의 물이 흐른다.

여기서 〔그림 1〕의 전지와 꼬마 램프에 주목하기 바란다. 전지에는 ⊕의 극(양극)에서 전류가 전선을 통하여 흐르고, 램프의 필라멘트를 가열, 점등시켜 다시 밑쪽의 전선을 거쳐 전지의 ⊖극(음극)으로 돌아온다.

전류가 흐르기 위해서는 수도의 경우와 같이 전류를 밀어내는 전압이 필요한데, 전압은 전지에 의해서 주어진다. 또 전선 및 램프의 필라멘트에는 전류를 밀어 돌려 보내려고 하는 전기저항이 있다. **전압, 전류, 전기저항** 사이의 관계는 위에 말한 **수압, 유량**(일정한 시간 내에 흐르는 물의 양), **호오스의 저항** 관계와 비슷하다.

(5) 같은 전선과 꼬마 램프 같으면 전지의 전압이 높을수록 큰 전류가 흐른다(꼬마 램프는 밝게 점등한다).

(6) 전지의 전압이 변하지 않는다고 하면 전선과 필라멘트의 전기저항이 낮을수록 큰 전류가 흐른다.

(7) 전선이나 필라멘트의 전기저항은 선의 지름이 굵고 길이가 짧을수록 작아진다.

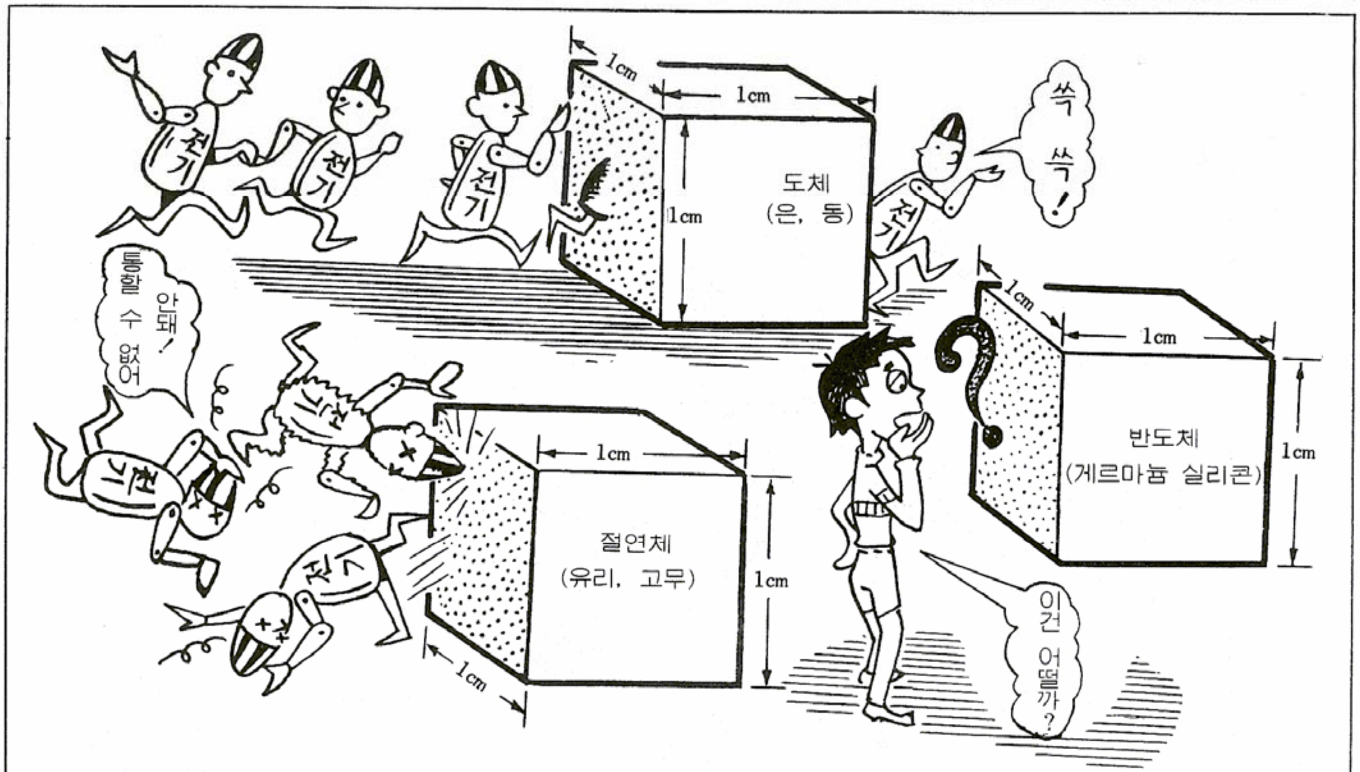
길이나 무게의 단위와 같이 전압, 전류, 전기저항의 단위로서 **전압은 볼트(V), 전류는 암페어(A), 전기저항은 오옴(Ω)이 사용된다.**

전압, 전류, 전기저항 사이에는

〔전압=전류×전기저항〕……………………(1)

의 관계가 있는데, **오옴의 법칙**이라 한다.

1·2 도체, 반도체 절연체와 비저항



〔그림 2〕 도체, 반도체, 절연체와 비저항

호오스의 저항은 호오스가 고무제이건 금속제 파이프건, 그 재질에 관계없이 안지름 및 길이에 의해서 정해진다. 그런데 전기저항은 똑 같은 치수라도 그 재질에 따라 엄청나게 큰 차이가 있다.

전기청소기나 TV 등 가정용 전기제품의 코오드는 바깥쪽을 비닐로 씌운 동선이 사용되지만, 금속의 구리나 은, 그리고 알루미늄은 전기저항이 낮고 전류를 잘 통한다. 일반적으로 **금속은 전기저항이 낮고 전류를 통하기 쉬우므로 도체**라 부른다.

그러나 철선은 같은 치수의 은선보다 약 6배의 전기저항이 있는데, 니크롬선은 약 70배의 전기저항이 있다. 금속 이외로는 탄소(카아본)가 비교적 전기를 잘 통하기 때문에 도체의 부류에 포함된다.

도체에 대하여, **거의 전기를 통하지 않는 것이 절연체이다.** 유리나 고무 등이 그것인데, 같은 치수의 은이나 구리에 비해서 100……0000배와 같이 0이 21개 붙을 정도로 높은 전기저항을 가지고 있다.

반도체는 전류를 통하기 쉬운 점에서 도체와 절연체의 중간이 되는 물질이다. 이들 도체, 절연체, 반도체의 전기저항은 그 치수 및 **비저항**(또는 저항률)이라 불리는 상수를 사용하여 계산할 수 있다. 계산식은

$$〔물질의\ 전기저항〕=〔비저항〕\times\frac{〔길이〕}{〔단면적〕} \quad \cdots\cdots\cdots(2)$$

가 된다.

길이, 단면적의 단위를 모두 1cm로 했을 때 비저항의 단위는 Ω·cm로 한다. 〔그림 2〕와 같이 모든 변의 길이가 1cm인 입방체의 전기저항은 비저항이 10Ω·cm일 때

$$10\Omega\cdot\text{cm}\times\frac{1\ \text{cm}}{1\ \text{cm}^2}=10\Omega$$

이 되어, 비저항 수치의 10과 같은 값을 취한다.

또 치수의 단위를 m로 나타낼 경우, 비저항의 단위도 Ω·m가 된다.

이와 같이 어떤 물질의 **전류를 통하기 쉬운 정도를 비저항**으로 나타냈을 경우, 반도체의 비저항은 대충 말해서

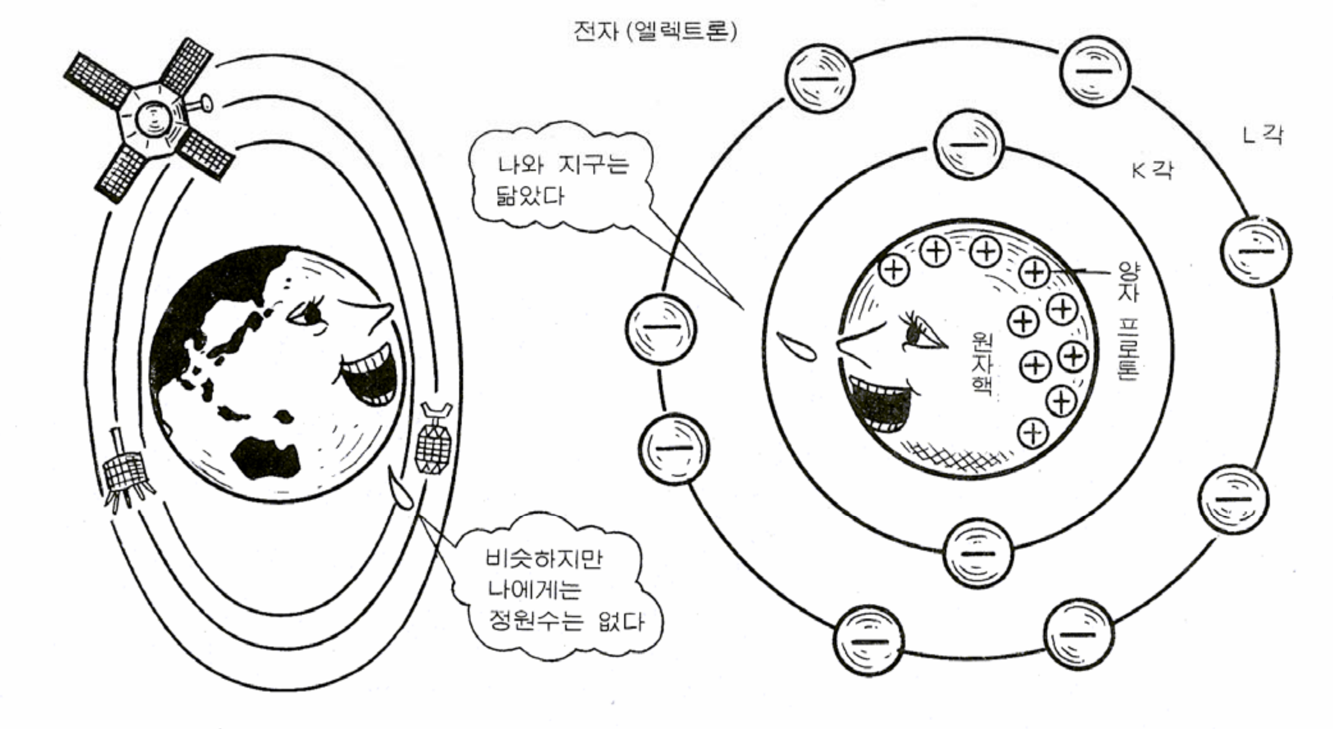
> 은이나 구리의 비저항보다 10,000배 이상, 고무나 유리의 1/1,000 이하의 범위에 있다.

비저항을 사용하여 저항을 계산해 보자.

단면적이 0.01cm², 길이가 10cm인 니크롬선의 전기저항은 20℃에 있어서의 비저항이 0.0001Ω·cm이므로

$$0.0001\Omega\cdot\text{cm}\times\frac{10\text{cm}}{0.01\text{cm}^2}=0.1\Omega$$

으로 계산된다. 또 금속의 비저항은 온도가 상승하면 높아지지만, 반도체에서는 특수한 것을 제외하고는 반대로 낮아진다. 따라서 비저항은 온도가 일정한 데서 비교하지 않으면 의미가 없다.



〔그림 3〕 지구와 원자의 구조

지금까지 설명해 온 것과 같이 물질에는 도체와 반도체, 절연체의 3종류가 있는데, 왜 물질에 따라서 전기를 잘 통하는 것과 통하지 않는 것이 있는 것일까? 이 문제를 해결하려고 하면 물질의 원자구조부터 살펴볼 필요가 있다.

원자의 구조라고 하면 퍽 어려운 말 같지만 그렇지는 않다. 우리가 살고 있는 지구와 매우 비슷하다. 〔그림 3〕을 보자. 지구를 중심으로 하여 몇개의 인공위성이 돌고 있다. 원자도 마찬가지로 원자핵을 중심으로 하여 주위를 전자(엘렉트론)가 회전하고 있다.

이와 같이 지구와 인공위성, 원자핵과 전자 사이에는 외관적인 공통점이 있지만, 자세히 살펴 보면 상당히 다른 점도 몇가지 있다.

(1) 지구에서 로켓으로 인공위성을 발사하면 발사한 수만큼 위성이 지구의 주위를 돌게 되겠지만 원자의 경우, 원자핵 주위의 전자 수에는 정원이 있고, 각 원자(수소라든가 헬륨, 철, 구리 등)에 따라 정원수가 정해져 있다.

(2) 원자핵은 지구에 비하면 훨씬 간단한데, 양자(프로톤)와 중성자(뉴우트론)로 되어 있다. 양자는 플러스의 전기량(전하라고도 하는데, 수도의 비유를 인용하면 컵에 든 물의 양이라 할 수 있다)을 가지고 있고, 양자의 수는 주위의 전자 수와 같다.

전자에는 마이너스의 전기량이 있는데, 플러스와 마이너스의 차는 있지만, 전자 1개가 가진 전기량과 양자 1개의 전기량의 절대값(플러스, 마이너스의 부호를 생각하지 않는 수치)은 같기 때문에 원자 전체가 가진 전기량은 플러스 마이너스 제로가 된다.

〔그림 3〕의 원자는 주위에 10개의 전자와 원자핵 내에 10개의 양자를 가지고 있는 네온이다. 네온사인에 사용되는 네온가스를 생각하기 바란다. 양자의 플러스 전하의 수는 10, 전자의 마이너스 전하의 수는 10이므로

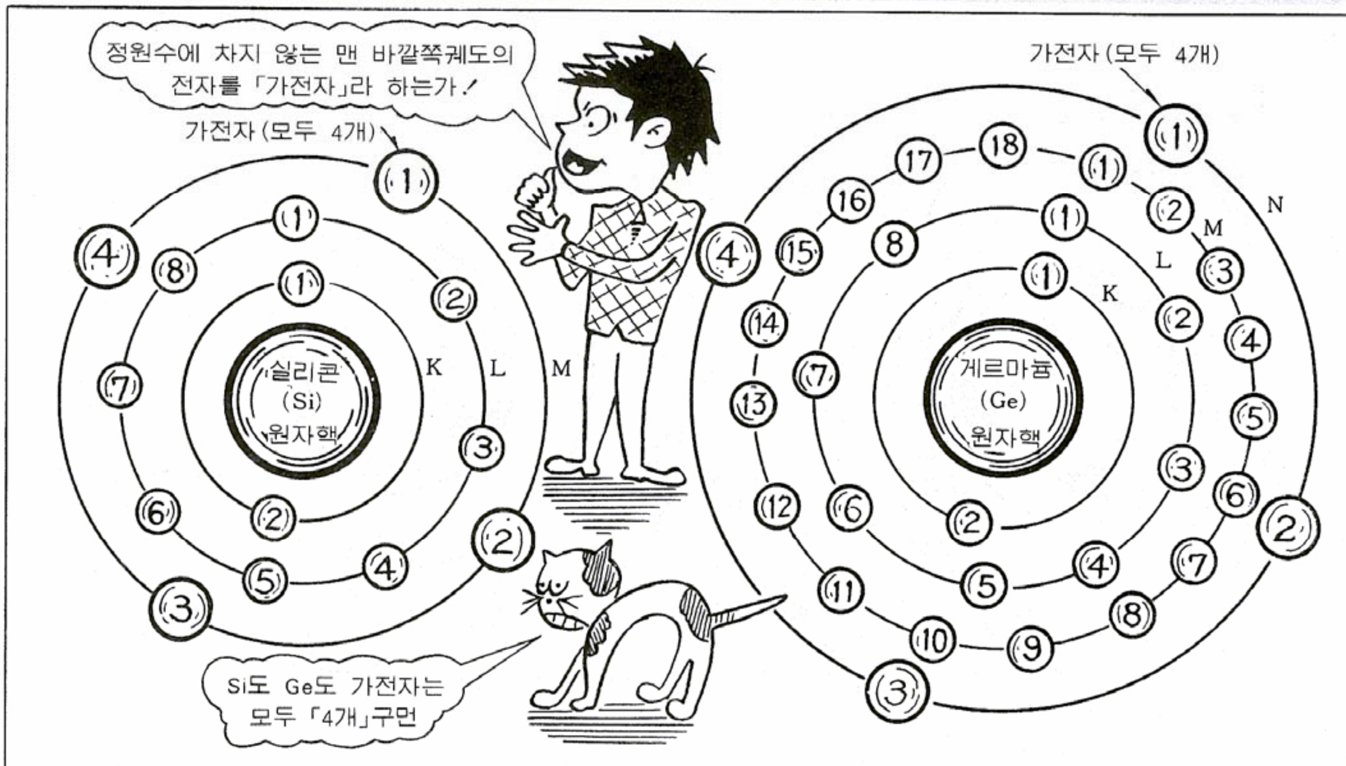
$$+10-10=0$$

이 되어 서로 상쇄된다. 전압과 전류, 전기저항의 단위가 볼트〔V〕, 암페어〔A〕, 오옴〔Ω〕인 것과 같이 전하의 단위로는 쿨롱〔C〕을 사용하는데, 전자 1개가 가지고 있는 전하는 -1.6×10^{-19} 쿨롱, 양자 1개의 전하는 $+1.6\times10^{-19}$ 쿨롱과 같다(10^{-19}은 1/100……00으로 나타냈을 때 0이 19개 붙는다).

그런데 지구상의 물체에는 인간을 포함하여 지구의 인력(중력)이 작용하여, 지구의 바로 주위를 날고 있는 비행기도 엔진이 정지되면 중력에 의하여 떨어져 버린다.

원자의 경우, 양자와 전자간에도 같은 식으로 인력이 작용하는데, 전자는 인공위성과 같이 원자핵의 주위를 돌고 있기 때문에 원자핵에 붙는 수가 없다.

1·4 실리콘과 게르마늄 원자의 전자가 취하는 궤도



〔그림 4〕 실리콘과 게르마늄의 원자구조

앞 페이지에서는 네온 원자의 원자구조에 대하여 이야기했지만, 이제 트랜지스터, 다이오우드, 다이리스터의 원료가 되는 실리콘과 게르마늄의 원자구조로 나아가자.

〔그림 4〕에는 실리콘, 게르마늄 양 원자핵의 주위를 도는 전자의 궤도를 자세히 그려 놓았다. 1·3에서 이야기한 것과 같이 각 궤도에는 정원이 있어서, 정원 이상의 전자는 들어갈 수 없다.

☆ 우선 원자핵에 가장 가까운 궤도는
K각이라 불리는데, 전자의 정원수는 2이다.

☆ K각의 바로 바깥쪽 궤도는
L각이라 불리고, 전자의 정원수는 8이다.

☆ 또 K각의 바깥쪽에는
M각이 있는데, 전자의 정원수는 18로서 대폭 증가한다.

☆ 이상의 설명에서 알 수 있듯이, 궤도의 명칭은 K부터 시작되는 알파벳순으로 M의 바깥쪽은 N, 또 N의 바깥쪽은 O, P, Q로 계속된다. 원자의 수에는 한정이 있기 때문에 궤도는 Q에서 끝난다. 또 N각과 O각의 정원은 32, P각은 18, Q각은 8이다.

정원수 2, 8, 18, 32라는 수에는 규칙성이 있으며, n을 정(플러스)의 정수(1, 2, 3……)라 하면 일반적으로 $2\times n^2$으로 표시된다. n^2는 $n\times n$이므로 다음과 같이 된다.

n=1이라 하면 $2\times n^2=2\times1\times1=2$, ……K각 정원수
n=2에서는 $2\times2^2=2\times2\times2=8$, ……L각 정원수
n=3에서는 $2\times3^2=2\times3\times3=18$, ……M각 정원수
n=4라 하면 $2\times4^2=2\times4\times4=32$, ……N각 정원수

여기서 〔그림 4〕를 살펴 보자.

(1) 우선 실리콘 원자는 K각, L각은 정원이 다 찼고, M각이 맨 바깥쪽의 궤도로 되어 있다. 다만 M각은 정원이 차지 않아 4개의 전자 밖에 없다. 가장 바깥쪽의 궤도에 있는 전자는 **가전자**라 불린다. 실리콘 원자가 가지고 있는 전자의 총수는

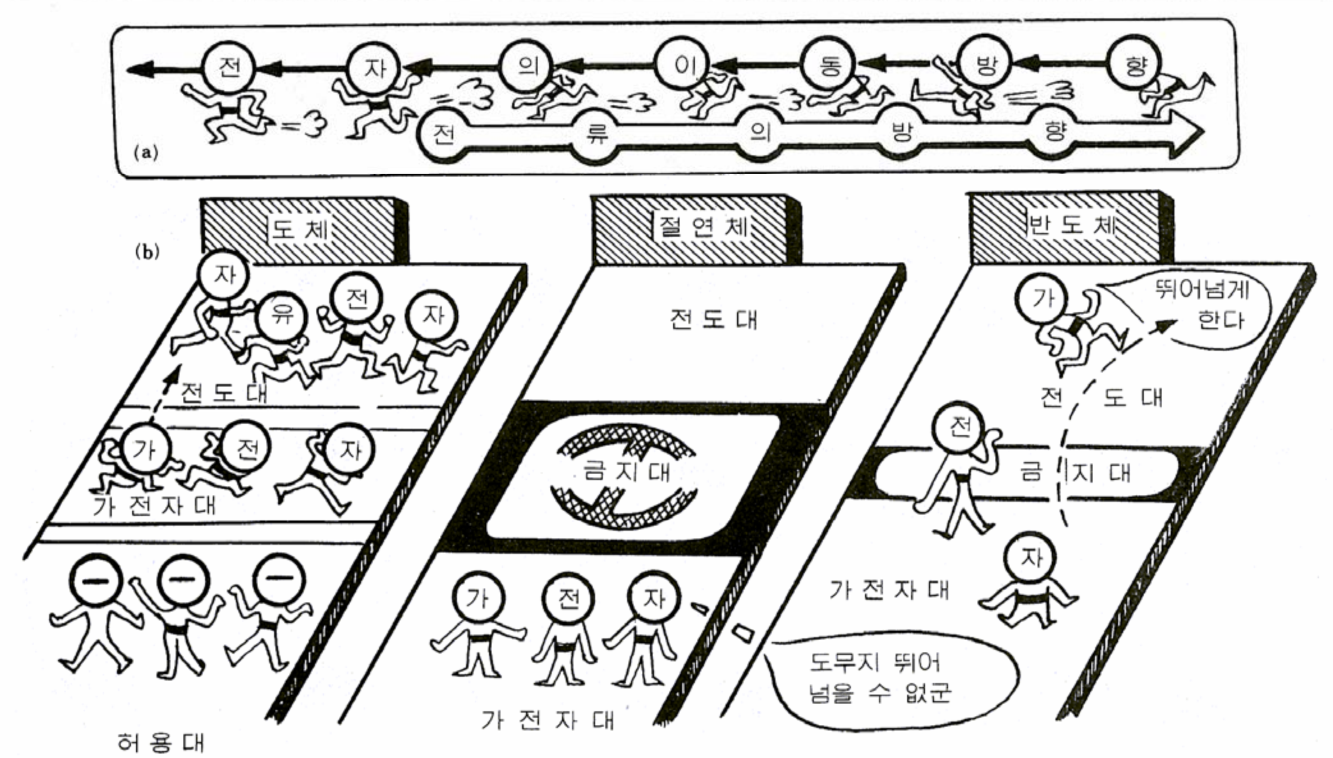
$2+8+4=14$개

이다. 따라서 14개의 양자가 원자핵에 있는 셈이다. 전자(또는 양자)의 총수는 원자의 **원자번호**와 일치한다.

물리나 화학 책을 보면 네온의 원자번호는 10, 실리콘은 14로 되어 있다.

(2) 게르마늄의 전자수는 실리콘에 비하여 훨씬 많은 32개이다. 〔그림 4〕에서 알 수 있듯이 K, L, M의 각 궤도는 정원이 다 차서 $2+8+18=28$개의 전자가 모여 있다. 맨 바깥쪽의 궤도 N각에는 $32-28=4$개의 가전자가 있게 된다. 이 점은 실리콘과 다름이 없다.

앞의 설명에서 게르마늄의 원자 번호는 32가 되는 셈이다.



〔그림 5〕 도체, 절연체, 반도체의 전기 전도

도체의 전기전도는 자유로이 움직일 수 있는 전자(이것을 자유전자라 한다)에 의하여 행해진다. 〔그림 5〕(a)에 보인 것과 같이 전자의 이동 방향과 반대 방향이 전류가 흐르는 방향이다.

〔그림 4〕의 설명에 의하면, 실리콘도 게르마늄도 모두 맨 바깥쪽 궤도에 4개의 가전자를 가지고 있다. 이들 가전자는 실리콘(또는 게르마늄)을 가열한다든가 전압을 줘으로써 세력을 얻어(다른 말로 하면 에너지를 얻어) 궤도에서 튀어 나와 자유전자가 되어 전기 전도에 공헌한다.

지금까지의 이야기는 1개의 원자에 대해서였지만, 실제의 실리콘이나 게르마늄은 많은 원자가 모여 결합되어 결정구조를 이루고 있다. 그 때문에 원자의 주위를 도는 전자의 궤도는 1개의 선이 아니라 어떤 폭을 가졌다. 마치 자동차가 도로를 달릴 경우 하얗게 그어진 하나의 선을 따라 움직이는 것이 아니라 어떤 허용된 도로의 폭 안에서 자유로이 주행하는 것과 같다. 전자가 들어가서 움직일 수 있는 궤도폭을 **에너지 밴드**라 하고, 각 에너지 밴드는 앞의 페이지에 나온 K, L, M, N……의 각에 대응한다. 이들 에너지 밴드를 **허용대**라고 총칭하고 있다.

허용대는 전자가 들어갈 수 있는 영역이지만, 반대로 전자가 있을 수 없는 범위를 **금지대**라 한다. 교통의 예를 들면 보행자 전용 도로에 자동차가 들어가서는 안되는데, 이것은 차에 대한 금지대이다.

또 가전자가 있는 에너지 밴드는 **가전자대**라고 불리고 있다. 가전자대는 맨 바깥쪽의 에너지 밴드로서, 이 속에 있는 가전자에 작용하는 원자핵의 인력은 가장 약하고, 따라서 가전자는 자유전자가 되기가 가장 쉽다. 말을 바꾸면 약간의 에너지를 가전자에 줌으로써 가전자는 자유전자로 이행할 수 있다.

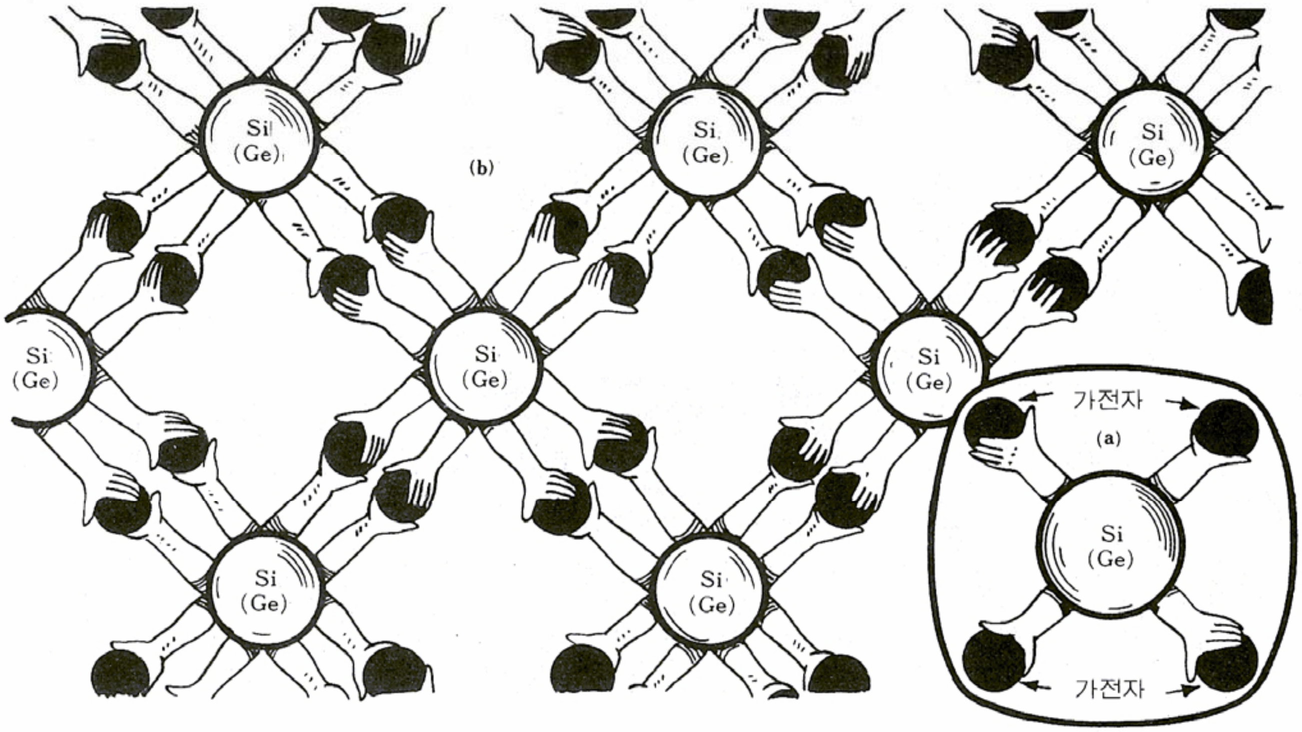
원자핵과 전자간에는 그 거리의 제곱에 반비례하는 인력이 작용하고 있기 때문에 원자핵에 가까운 전자일수록 구속이 강하여, 보다 큰 에너지를 얻지 않으면 자유전자가 될 수 없다.

이상의 설명을 알았으면 〔그림 5〕(b)를 보자.

① 도체…**전도대**는 전기 전도를 하는 자유전자가 있는 영역으로서 가전자대와 오우버랩(중첩)되어 있다. 그 때문에 가전자의 일부는 전도대에 들어가서 전기 전도에 협력한다.

② 절연체…전도체와 가전자대 사이에 큰 금지대가 있는데, 가전자는 아주 큰 에너지를 얻지 않으면(이를테면 높은 전압을 건다) 금지대를 넘어 자유전자가 되어 전도대에 들어갈 수 없다. 전기 저항이 큰 이유는 여기에 있다.

③ 반도체…대역의 형은 절연체와 비슷하지만 금지대의 폭이 좁아, 가전자는 작은 에너지로 금지대를 뛰어 넘어 자유전자가 될 수 있다.



〔그림 6〕 실리콘, 게르마늄의 공유결합에 의한 다이아몬드 구조

실리콘(Si)과 게르마늄(Ge)의 원자구조는 〔그림 4〕에 보인 바와 같지만, 앞 페이지에서 설명한 것과 같이 전기 전도에 주로 공헌하는 것은 가전자이기 때문에 가전자와 원자핵만으로 이들 원자구조를 나타내기로 한다.

〔그림 6〕(a)에서 Si(Ge) 원자핵에서 손이 나와 가전자를 잡고 있는 것은 위와 같은 이유 때문이다.

순수한 실리콘이나 게르마늄의 결정은 〔그림 6〕(b)와 같이 이웃끼리의 원자가 4개의 가전자를 공유하는 형식으로 결부되어 있다. 그림은 평면적으로 그려져 있지만 실제로는 입체적이고, 이와 같은 결합의 형태를 공유결합이라 한다. 또 〔그림 6〕의 결정구조는 다이아몬드 구조라 한다.

그런데 다이아몬드는 아는 바와 같이 탄소이다. 탄소 원자는 6개의 전자를 가지고 있는데, 궤도와 전자수의 관계는

K각……2개
L각……4개

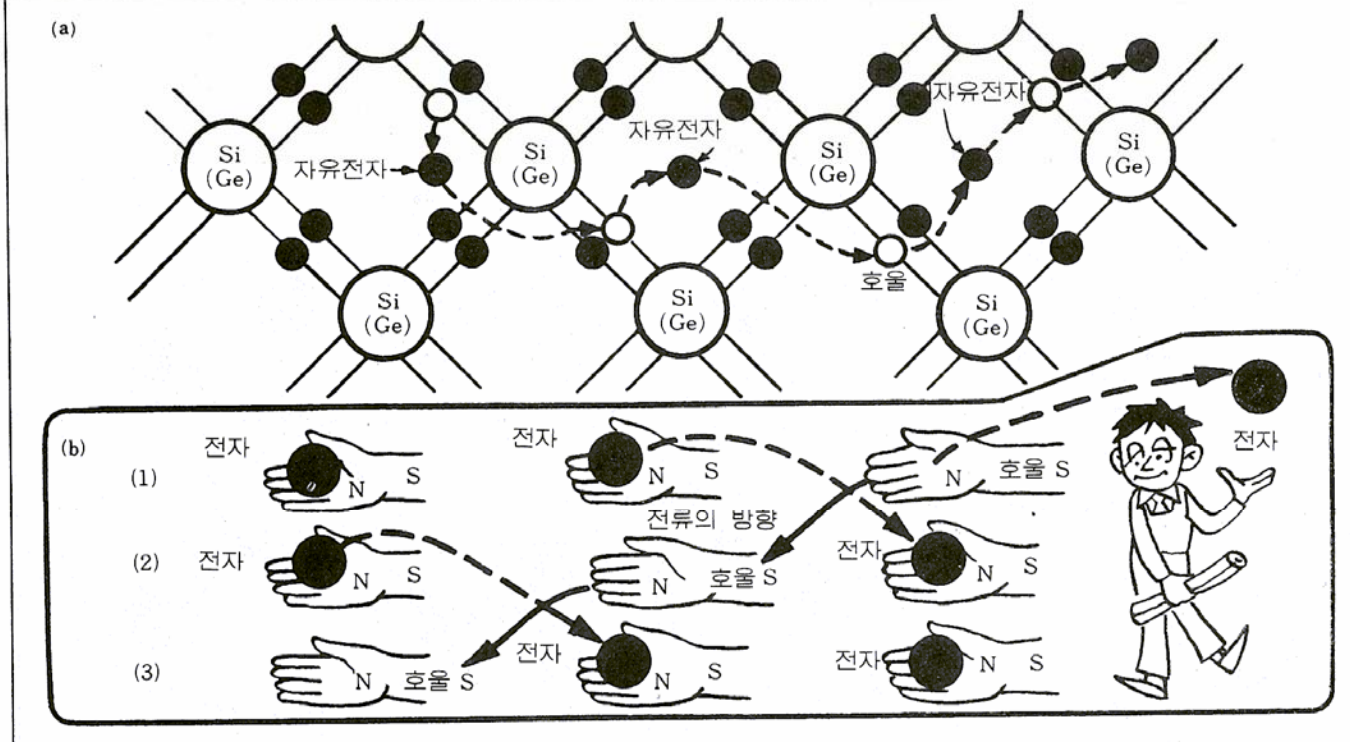
로 되어 있다. 여기서 알 수 있는 바와 같이 가전자의 수는 실리콘이나 게르마늄과 같은 4개로서, 원자간의 결합은 역시 공유결합이지만 다이아몬드는 절연체에 속하며 반도체는 아니다.

실리콘이나 게르마늄이 4개의 가전자에 의한 공유결합의 반도체인데 대하여, 같은 가전자 4개의 공유결합인 다이아몬드가 절연체인 것은 이상하다고 생각할 사람이 많겠지만, 다이아몬드의 가전자는 원자핵에 가까운 L각에 있기 때문에 원자핵의 구속력이 강하여 전류를 흘리지 않는 것이다.

실리콘이나 게르마늄의 가전자는 이를테면 열에너지를 받아 쉽게 자유전자가 되어 전기 전도를 한다. 따라서 실리콘(또는 게르마늄)을 가열하면 전기저항은 감소한다. **1·2**에서 반도체의 비저항은 (특수한 것을 제외하고) 고온에서 낮아진다고 말한 이유는 여기에 있다.

도체인 금속의 비저항이 온도의 상승에 따라 높아지는 것은, 열에너지에 의하여 자유전자의 움직임이 격렬해져서 서로 부딪치고, 전기 전도가 방해되기 때문이다. 반도체와 같이 자유전자의 수가 적으면 온도 상승에 의하여 전기저항이 줄어지지만, 금속은 원래 자유전자의 수가 많기 때문에 반대로 저항이 증가하는 결과를 초래한다.

그런데 〔그림 6〕(b)는 완전히 순수한 실리콘이나 게르마늄의 결정구조를 나타내고 있다. 광물자원으로서 얻어진 실리콘이나 게르마늄은 다량의 불순물을 포함하고 있기 때문에 〔그림 6〕과 같은 결정으로 하기 위해서는 불순물을 제거하고 제련하지 않으면 안된다. 반도체로서 사용하기 위해서 보통, 게르마늄에서 99.99……9%로서 9가 9개나 10개, 실리콘에서는 12개 나열되는 정도의 순도로 한다.



〔그림 7〕 전자와 호울에 의한 전류

지금까지 몇번인가 말한 바와 같이, 실리콘, 게르마늄의 가전자는 에너지를 받으면 원자핵에 의한 인력권 내에서 비교적 쉽게 빠져 나와 자유전자가 되고, 전기 전도를 할 수 있다. 〔그림 7〕(a)에 보인 공유결합의 다이아몬드 구조에서 공유되어 있는 가전자가 에너지를 얻어 자유전자가 되고, 자유공간으로 튀어 나오면 나중에는 그 전자가 있던 빈 자리가 남는다.

이 빈 자리를 호울(정공)이라 한다. 호울은 문자 그대로 전자로 메워진 구멍인데, 전자가 없어지고 비어 있는 것으로 생각된다. 호울은 자유전자에 끌어당겨져 원래의 공유결합을 만들려 한다.

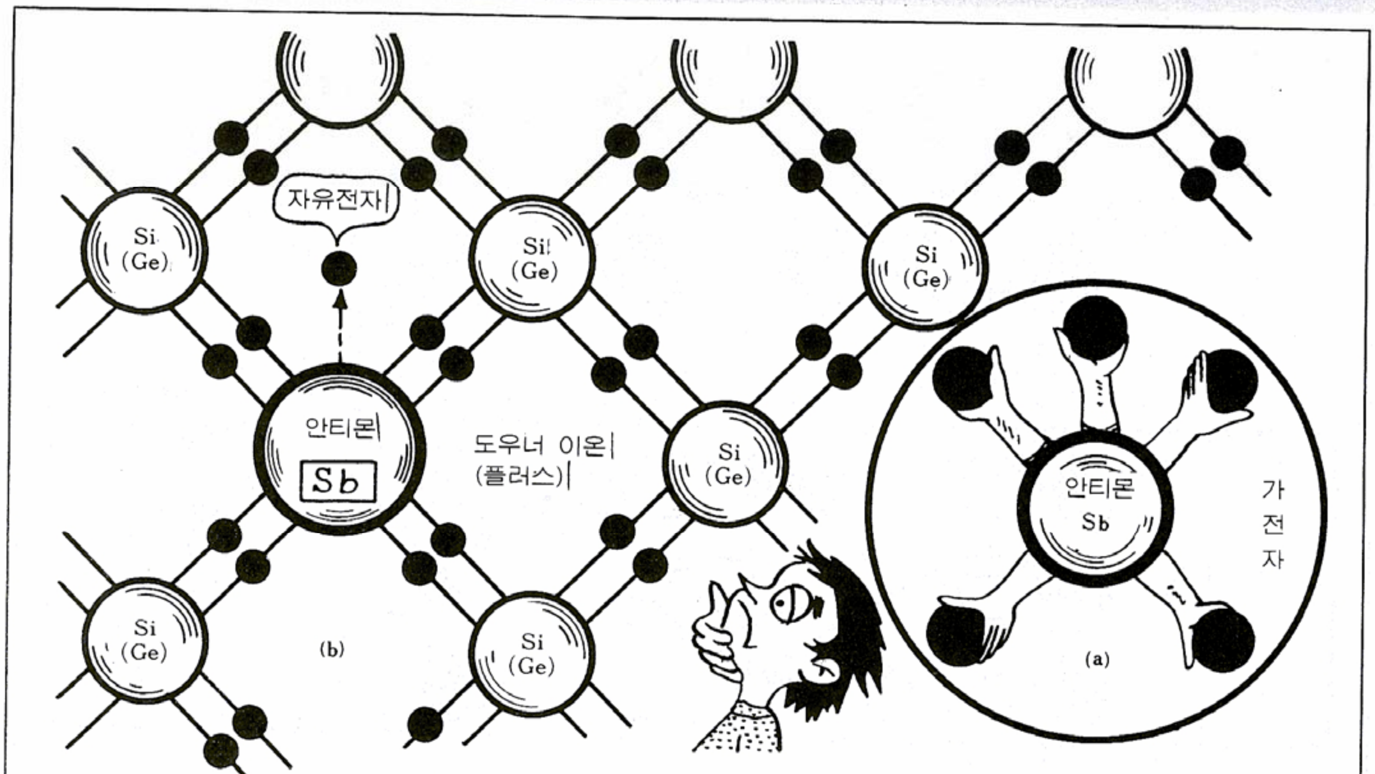
왜냐 하면 가전자가 1개 빠진 원자는 양자(프로톤)가 가진 전하가 전자의 전하보다 전자 1개분만큼 많아지고, 그 결과 호울은 플러스 전하와 같이 부(마이너스) 전하를 가진 전자를 흡인하기 때문이다.

반도체에 전압을 걸었을 때 내부에 있는 전자는 중력을 받는 철의 공에 비유된다. 가전자가 공유결합해 있는 상태는 철의 공(전자)이 영구자석의 철사(호울)로 만들어진 격자에 흡착 고정되어 있는 것과 같은 것으로서, 중력이 철사의 자력보다 강하면 철의 공은 철사를 떠나 자유로이 된다. 이것이 자유전자인데, 자유전자(철의 공)는 전압이 걸리는쪽과 반대 방향(중력의 방향)으로 움직이며 전류가 발생한다. 전압이 걸리는 방향과 반대 방향으로 움직이는 것은 전자가 마이너스의 전하를 가지고 있기 때문이다(전류의 방향은 〔그림 5〕(a)에서 전자가 움직이는 방향과 반대이기 때문에 전압이 걸리는 방향과 전류의 방향은 일치한다).

철의 공(전자)을 잃어 버린 철사(호울)는 여전히 자력을 가지고 있기 때문에 자유로이 움직이는 철의 공(전자)에 흡착하여 원래대로의 형태가 되고자 한다.

이상이 반도체 내부에 있어서 전기 전도의 상황인데, 전자와 호울이 주역을 맡는다. 금속의 전기 전도는 전자가 주체가 되어 행해지지만, 반도체에서는 전자와 호울의 두가지가 관계된다는 점에 특색이 있다. 비행기를 나르는 군함을 항공모함(에어크래프트 캐리어)이라 하지만, 영어의 캐리어(carrier)에는 운반하는 것, 운반인이라는 뜻이 있다. 전자나 호울은 반도체 내부에서 전기를 운반하기 때문에 **캐리어**라고 부른다.

여기서 〔그림 7〕(b)를 보자. 그림에서 호울은 자석의 손인데, 전자는 철의 공으로 표시되어 있다. 중력이 왼쪽에서 오른쪽으로 걸리면 철의공은 손의 자력을 떠나 오른쪽으로 움직인다. 그림에서는 전자가 왼쪽에서 오른쪽으로 차례로 움직이고 있는데, 호울에 주목하면 오른쪽에서 왼쪽으로 이동하는 것을 알 수 있다. 호울은 전자와 반대방향으로 움직이기 때문에 전류의 방향과 같다. 이것은 전압이 걸리는 방향과도 일치하고 있음을 의미한다.



〔그림 8〕 N형 반도체의 결정 구조

〔그림 6〕(b) 나 〔그림 7〕(a)는 순수한 실리콘이나 게르마늄의 결정구조인데, 이 속에 아주 소량의 불순물을 넣으면 어떻게 될까? 다이오우드나 트랜지스터, 다이리스터 등을 만드는데 있어서 어떤 불순물이라도 넣을 수 있는가 하면 그렇지는 않고, 불순물의 종류가 딱 정해져 있다.

첫째, 안티몬(Sb), 인(P), 비소(As) 등은 모두 5개의 가전자를 가지고 있는 점에서 공통이다. 안티몬의 경우를 〔그림 8〕(a)에 보였다. 이와 같이 5개의 가전자를 가지고 있는 원자를 5가라 한다.

예를 들어 안티몬(Sb)이, 불순물로서 순수한 실리콘(또는 게르마늄) 속에 극소량 들어갔을 때의 결정구조를 〔그림 8〕(b)에 보였다.

안티몬 원자는 주위의 실리콘(또는 게르마늄) 원자와 공유결합한다. 공유결합에 필요한 가전자는 4개면 되는데, 안티몬은 5개의 가전자가 있어 1개가 남는다. 필요 없는 1개의 가전자는 원자핵에 끌려 구속을 받고 있지만, 상온에서 쉽게 자유전자가 된다.

이때 안티몬 원자는 가전자를 1개 잃게 되는데, 전자 1개의 전하분만큼 플러스의 이온이 된다. 이것을 플러스의 **도우너 이온**이라 부른다. 도우너(donor)는 영어로 기증자라는 뜻인데, 불순물인 안티몬 원자는 가전자를 1개 기증하고 자신은 플러스의 도우너 이온이 된다……고 해석하기 바란다.

도우너 이온은 플러스로 대전하고 있지만 〔그림 8〕에서 알 수 있는 바와 같이, 결정격자 속에 짜 넣어져 움직일 수 없기 때문에 전기 전도에는 도움이 되지 않는다.

이상의 설명에서 〔그림 8〕(b)의 반도체는 불순물로서 들어 있는 안티몬 원자의 수만큼 자유전자가, 이미 어떤 자유전자와 호울에 가해지기 때문에 캐리어의 주체는 전자이고, 여기에 소수의 호울이 협력하는 형태로 된다.

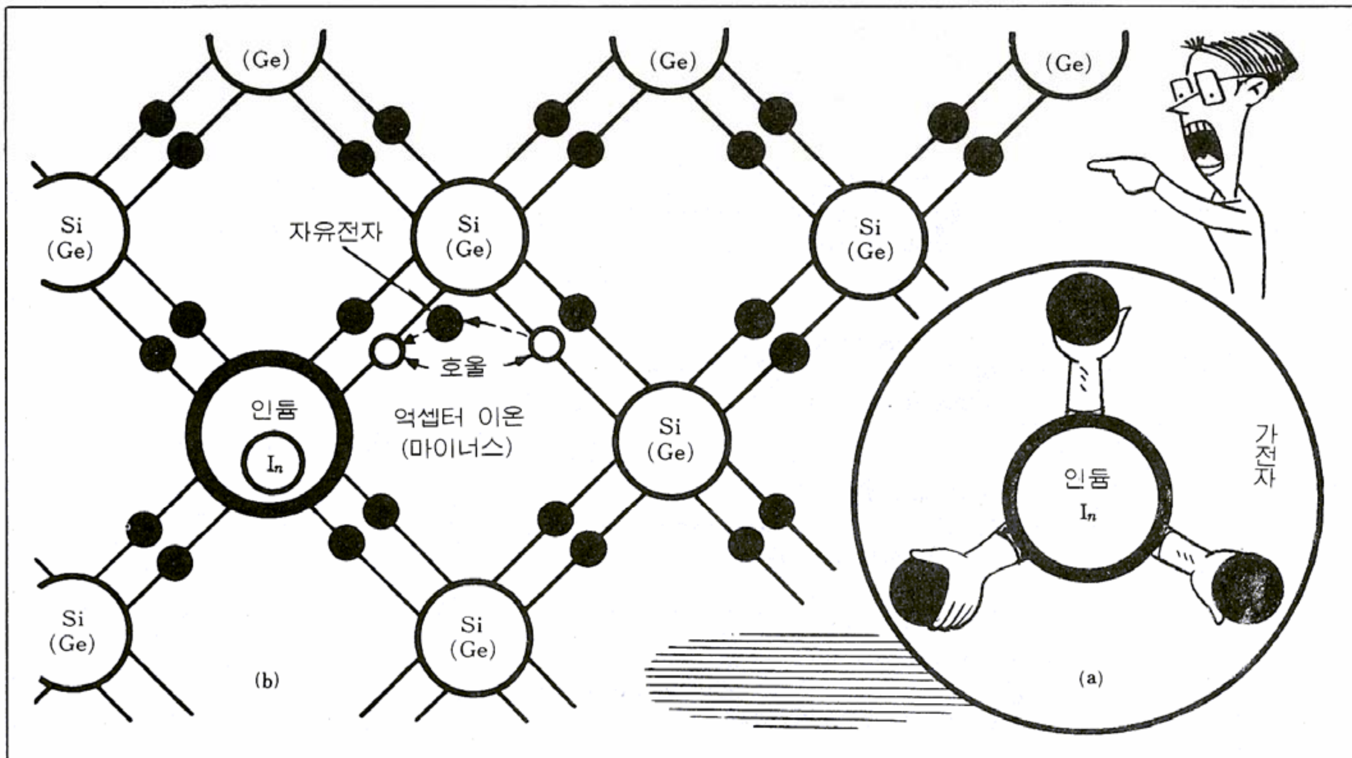
또 5가의 불순물 안티몬, 인, 비소가 든 반도체는 부(마이너스)의 전하를 가진 전자가 캐리어의 주력이 되기 때문에 **N형 반도체**(N은 영어 negative의 머리글자를 딴 것)라 불린다.

N형 반도체의 특색을 추려 보면 다음과 같이 된다.

캐리어…전자가 주체로서 여기에 소수의 호울이 가해진다.
이온…플러스의 도우너 이온으로서, 전기전도에는 관계가 없다.

N형 반도체에 대하여 〔그림 7〕(a)에 보인 순수한 실리콘(또는 게르마늄)의 반도체는 그림에서 알 수 있는 바와 같이 호울의 수와 전자의 수가 같아진다. 이와 같은 반도체를 진성반도체라 한다.

1·9 P형 반도체



〔그림 9〕 P형 반도체의 결정구조

N형 반도체는 순수한 실리콘(또는 게르마늄) 속에 5가의(가전자를 5개 가졌다) 원자, 이를테면 안티몬을 불순물로서 가한 것이지만, P형 반도체의 불순물은 3가(가전자를 3개 가졌다)의 알루미늄(Al), 인듐(In), 붕소(B) 등이다.

〔그림 9〕(a)에 3개의 가전자를 가진 인듐을 모형적으로 나타냈다.

그런데 가전자가 3개 밖에 없는 인듐이 실리콘(게르마늄) 속에 들어가면 공유결합하려 해도 전자가 1개 부족하다.

〔그림 9〕(b)는 이 상태를 그린 것이다. 불순물로서 가해진 인듐 원자의 수만큼 호울이 발생하고, 이것이 순수한 실리콘(게르마늄)의 결정 속에 있는 캐리어(동수의 전자와 호울)에 플러스되기 때문에 〔그림 9〕(b)의 반도체 캐리어는 주력인 호울과 소수의 전자로 구성된다.

〔그림 9〕(b)에서 인듐과의 공유결합으로 생긴 호울은, 주변의 실리콘(게르마늄) 원자에서 전자를 빼내 버리면 마이너스의 이온이 **되어 버린다. 그리고 전자**의 자리에는 새로운 호울이 생기게 된다.

인듐 원자는 가전자가 3개일 때 전자와 양자의 수가 같게 중화(플러스도 마이너스도 아닌) 상태로 있던 것이, 전자를 1개 더 받았기 때문에 마이너스 이온이 된 셈인데, 이것을 **억셉터 이온**이라 한다.

억셉터(acceptor)는 영어로 수취인이라는 뜻으로서, 이 경우 전자를 주위의 원자에서 받아 마이너스 이온이 된다고 해석하면 될 것이다.

앞 페이지의 N형 반도체에는 플러스의 도우너 이온이 있고, 도우너는 전자의 기증자이므로 전자의 수취인인 억셉터와 대조적인 존재이다.

앞서 말한 대로 〔그림 9〕(b)의 반도체는 호울이 캐리어의 주체이기 때문에 **P형 반도체**라는 이름이 붙어 있다. 호울은 우리말로 정공이라 하고, 영어의 플러스(정)를 의미하는 Positive의 머리글자를 따서 P형 반도체라 한 것이다.

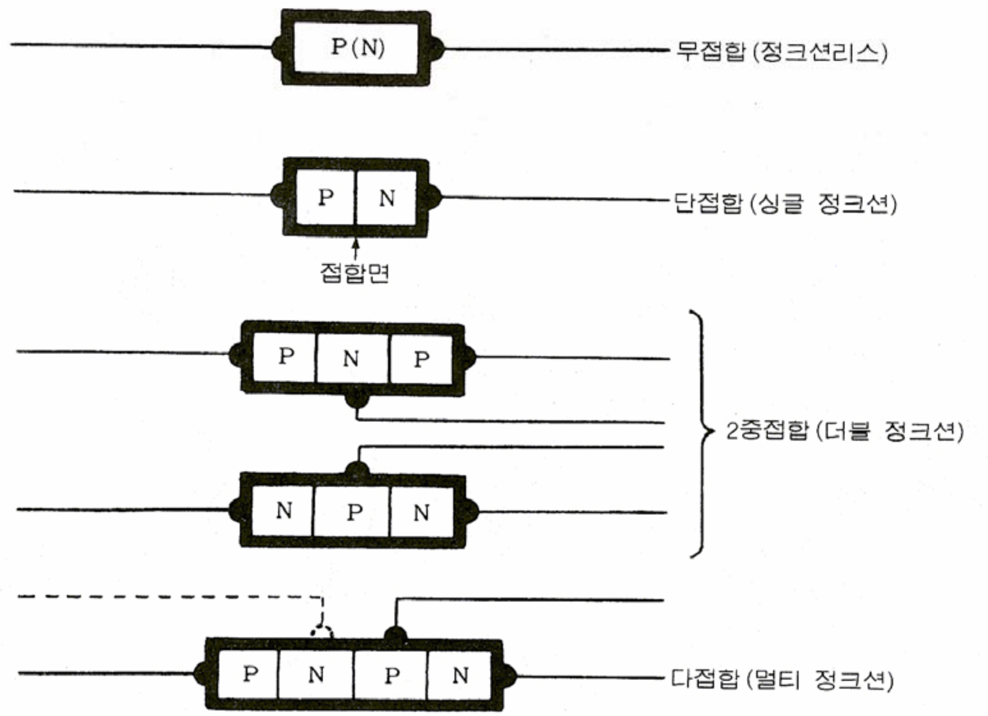
또 인듐, 알루미늄, 붕소 같은 3가의 불순물을 **억셉터**라 한다.

P형 반도체의 특색을 요약하면 다음과 같다.

> 캐리어…주체는 호울로서, 여기에 소수의 전자가 참가한다.
> 이온…마이너스의 억셉터 이온으로서 도우너 이온과 같이 전기 전도에는 관계가 없다.

N형, P형 반도체는 그것만으로도 이용가치가 있지만, 나중에 설명하는 PN접합으로 함으로써 광범위한 응용의 길이 열린다.

1·10 각종 반도체 소자



〔그림 10〕 각종 반도체 소자

공업적으로 쓰이는 각종 반도체 소자는 기본적으로 〔그림 10〕에 보인 구조로 되어 있다.

(1) **무접합의 반도체**…무정크션 소자라고도 불린다. P형 또는 N형의 반도체로서 대부분이 저항으로 쓰이고,

① 더어미스터…온도가 올라가면 저항이 감소된다.
② 포지스터…온도가 올라가면 저항이 증가한다.
③ 배리스터…오옴의 법칙에 따르지 않는 저항.
④ CdS…빛을 받으면 저항이 내려간다.
⑤ 반도체변형게이지…변형하면 저항이 달라진다.
⑥ 크리테지스터…어떤 온도에서 급격히 저항값이 내려간다.

등의 성질이 있다.

(2) **단접합의 반도체**…〔그림 10〕에서 알 수 있는 바와 같이, P형 반도체와 N형 반도체를 결합시킨 형태로서 합친 면을 접합면이라 부른다.

접합은 접착제로 붙이면 사이에 접착제가 들어가 버리므로 안되고, 연속적으로 만든다. 접합을 만드는 방법에 대해서는 나중에 설명한다. PN 접합의 반도체 소자는 대부분이 다이오우드지만, 유니정크션 트랜지스터라든가 전계효과형 트랜지스터(줄여서 FET)도 단접합 반도체 소자에 포함된다. 주요한 것을 들면 다음과 같다.

① 정류 다이오우드…교류를 직류로 바꾼다.
② 가변용량 다이오우드…거는 전압에 따라 콘덴서의 용량이 변하는 작용을 한다.
③ 정전압 다이오우드…전원의 직류전압이 특정한 전압을 조금이라도 넘으면 급격히 대전류가 흐른다.
④ 발광 다이오우드…전류를 흘리면 발광한다.
⑤ 포토 다이오우드…빛을 비추면 저항이 내려간다.
⑥ 유니정크션 트랜지스터…자세한 것은 나중에 설명한다.
⑦ 전계효과형 트랜지스터(FET)…자세한 것은 나중에 설명한다.

(3) **2중접합의 반도체**…2중접합은 〔그림 10〕에 보인 것과 같이 NPN, 또는 PNP의 구조로 된다. 앞의 것은 NPN 트랜지스터이고, 뒤의 것은 PNP 트랜지스터로서 유명하다. 2중 접합 반도체 소자는 특수한 것을 제외하고 대부분이 트랜지스터로서 대충 분류하면,

① 포토트랜지스터
② 각종 NPN 트랜지스터
③ 각종 PNP 트랜지스터

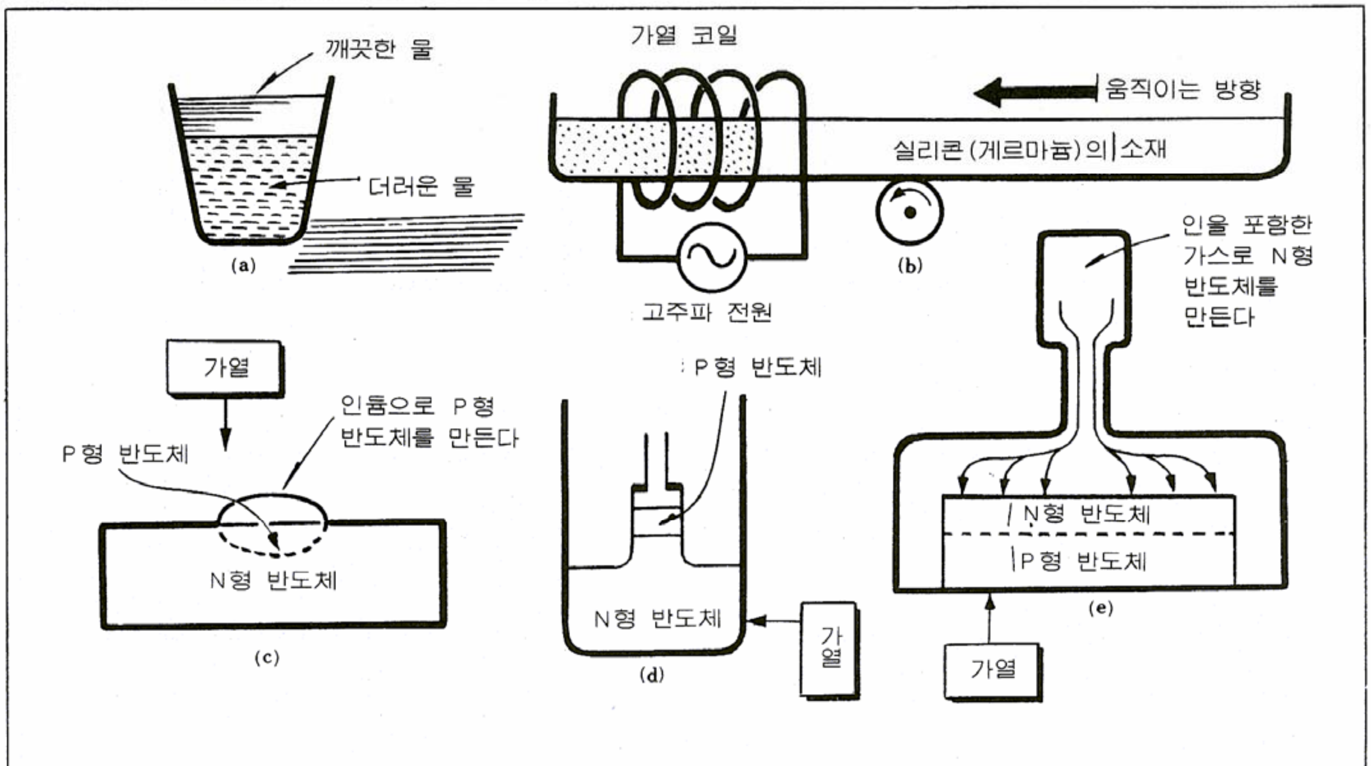
로 된다. 이들에 대해서는 나중에 설명한다.

(4) **다중접합의 반도체**…〔그림 10〕에는 PNPN접합을 나타냈지만 NPNPN의 5층으로 된 것도있다.

① SCR(실리콘 콘트롤드 렉티파이어)
② SSS(실리콘 시메트리컬 스위치)
③ 트라이액

등이 주된 것이다. SCR에 대해서는 나중에 자세히 설명한다.

2 2·1 PN접합의 제조법



〔그림11〕 PN접합의 제작법

앞 페이지에서 설명했지만, 다이오우드는 난접합, 즉 PN 접합으로 만들어진다. 여기서 PN접합의 제조법을 이야기해 보자. PN 접합을 만들려면 우선 순수한(99.99……9와 같이 9가 10개내지 12개 붙는 순도가 높은) 실리콘 또는 게르마늄의 결정을 제조하지 않으면 안된다.

순도 높은 실리콘이라든가 게르마늄을 만드는 방법으로서 **대역용융법**(혹은 조운 정제법)이 사용된다. 조운 정제법의 원리를 〔그림 11〕(a)에 나타냈다. 더러워진 물이 얼었을 때, 언 부분은 깨끗하고 더러운 것은 물쪽으로 모인다. 물을 실리콘(게르마늄), 더러운 것을 불순물이라고 생각할 때, 이를테면 실리콘을 가열하여 녹여 두고 그 일부분의 온도를 낮추어 응고하면 굳어진 부분의 순도는 녹아 있는 부분보다도 높아진다.

바꾸어 말하면 불순물은 녹아 있는 실리콘쪽에 모이는 것이다. 실리콘의 녹는점은 1,412℃이고, 게르마늄은 958.5℃이다. 이와 같은 고온으로 가열해도 녹지 않고, 또 실리콘이나 게르마늄에 불순물로서 들어가지 않는 용기(그릇)가 필요하여 석영이 사용된다.

또 가열은 가스나 중유 버어너가 아니라 고주파 가열을 한다. 실리콘이나 게르마늄의 소재 주위에 코일을 감고, 〔그림 11〕(b)와 같이 고주파 전원에 접속하면 소재 내부에 유도전류가 흐르고, 이 전류에 의하여 가열이 행해진다. 방법으로서는 전자 레인지와 비슷한데 열은 소재 내부에 발생한다.

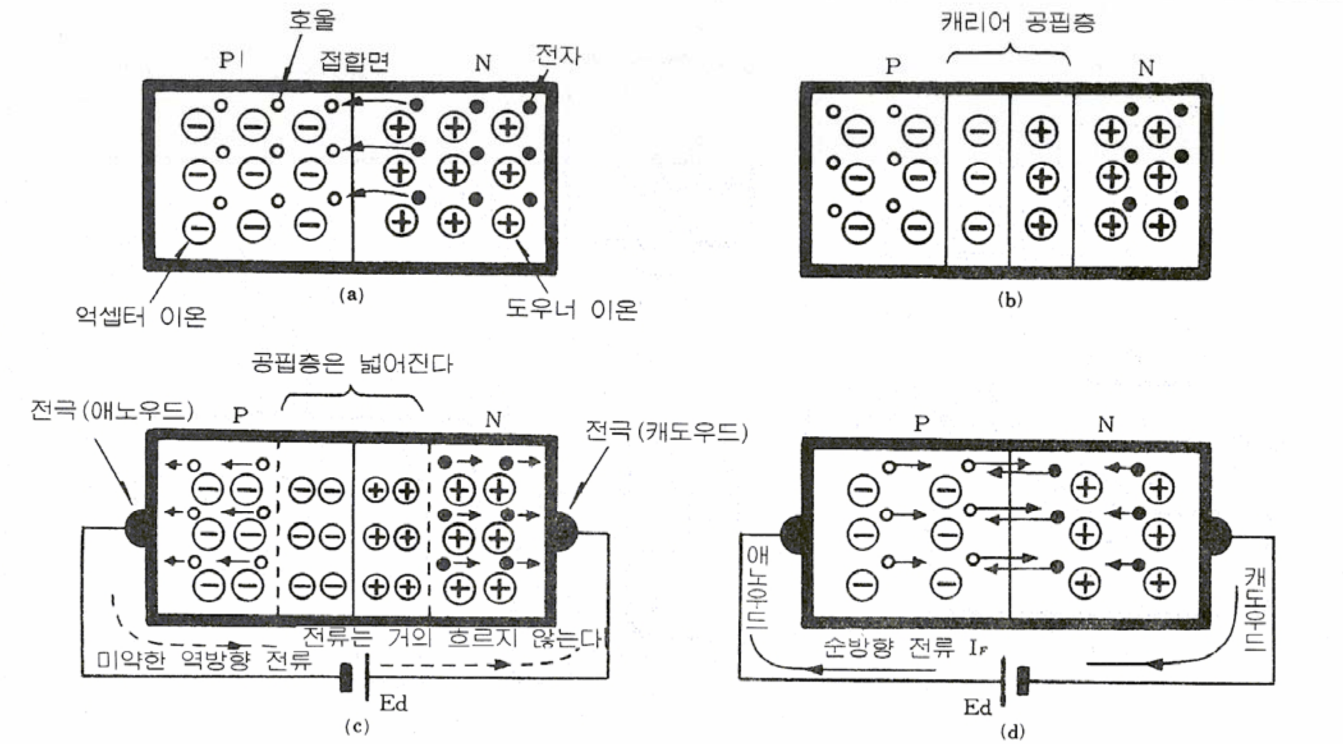
〔그림 11〕(b)에서 소재를 오른쪽에서 왼쪽으로 향하여 보내면, 왼쪽에서 차례로 녹아 다시 굳어지기 때문에 〔그림 11〕(a)의 원리에 따라 불순물은 왼쪽에서 오른쪽으로 모이고, 소재는 왼쪽에서 오른쪽으로 순도가 올라간다. 결국 불순물은 소재의 오른쪽끝에 집중하기 때문에 이 부분을 잘라 버리면 순도가 높은 실리콘이나 게르마늄을 얻을 수 있다.

다음에 PN 접합의 제조법인데, 원리적으로 3가지 방법이 있다.

(1) **합금법**…〔그림 11〕(c)에 방법을 나타냈다. 먼저 N형 반도체를 만들어 두고, 거기에 인듐의 작은 구슬을 대고 약 600℃로 가열하면, 인듐(녹는점 156.4℃)이 녹아 그 일부가 N형 반도체 속에 스며 든다. 인듐은 **1·9**에서 서술한 것과 같이 3가의 금속이므로 스며 든 부분은 P형 반도체가 되어 PN접합이 완성된다.

(2) **인상법**…〔그림 11〕(d)에서 녹아 있는 N형 반도체를 끌어 올리(인상하)면서 P형 반도체의 불순물(알루미늄, 인듐, 붕소 등)을 혼합하고 P형 반도체를 만들어 절단하면 PN접합이 된다.

(3) **확산법**…P형 반도체를 밀폐 용기에 넣고 가열하여, 이를테면 인을 포함한 가스를 넣어 주면 인이 P형 반도체 속에 스며 들어 N형 반도체를 만든다. 〔그림 11〕(e)를 보기 바란다.



〔그림 12〕 다이오우드의 작용

P형 반도체는 다수의 호울, 소수의 전자가 캐리어로서, 마이너스의 억셉터 이온을 포함한다. 또 N형 반도체는 다수의 전자, 소수의 호울이 캐리어를 구성하며, 플러스의 도우너 이온이 있다.

〔그림 12〕(a)는 PN접합에 이들 호울(흰 동그라미), 전자(검은 동그라미), 억셉터 이온⊖, 도우너 이온⊕를 그려 넣었다.

여기서 접합면의 양쪽에 있는 호울과 전자를 생각하면, 두가지는 서로 끌어당기기 때문에 호울의 플러스전하와 전자의 마이너스전하는 중화하여 캐리어가 없어지고, ⊖의 억셉터 이온과 ⊕의 도우너 이온만이 남는 영역이 생긴다. 〔그림 12〕(b)를 보자. 이 영역은 캐리어가 결핍되어 있기 때문에 **캐리어 공핍층**(혹은 공핍층)이라 한다.

위에 말한 중화는 접합면에 가까운 부분에만 생겨, PN 반도체의 전역에 미치는 일은 없다. 왜냐하면 공핍층 내의 ⊕도우너 이온과 ⊖억셉터 이온은 각각 침입해 오는 호울과 전자를 반발하여 밀어내버리기 때문이다.

이상의 설명을 이해했으면 〔그림 12〕(c)를 보자. P형 반도체의 왼쪽에 전극을 붙여 애노우드(양극)로 하고, N형 반도체의 오른쪽 끝에는 캐도우드(음극)가 붙어 있다.

가령 애노우드에 전지의 ⊖극을, 캐도우드에 ⊕극을 접속하면 호울은 ⊖극에 끌어 당겨져 왼쪽으로, 전자는 ⊕극에 흡인되어 오른쪽으로 다가가는데, 접합면을 통하는 전류는 발생하지 않는다. 다만, P형 반도체 내에 있는 소수 전자와 N형 반도체의 소수 호울은 접합면을 통하여 이동하기 때문에 미약한 전류가 흐른다. 이것을 **역방향전류**라 한다.

〔그림 12〕(c)를 참조하기 바란다.

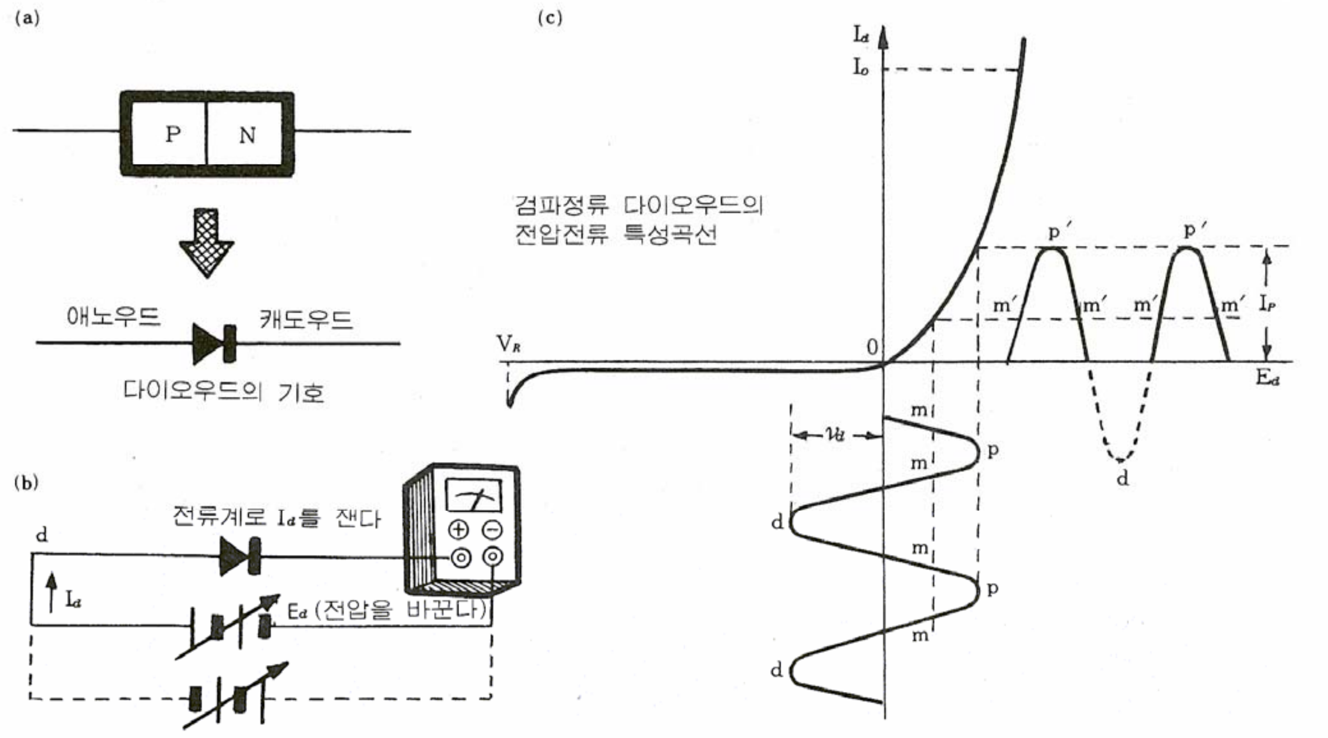
〔그림 12〕(c)에서 알 수 있듯이 호울과 전자는 좌우로 이동하기 때문에 공핍층이 넓어진다. 이 성질은 **가변용량 다이오우드**(배리캡이라든가 버랙터 다이오우드라 한다)에 이용된다.

〔그림 12〕(d)는 애노우드에 전지의 ⊕극, 캐도우드에 ⊖극을 접속한 상태를 나타낸다. 이때는 그림과 같이 호울이 오른쪽으로, 전자는 왼쪽으로 움직여 전류가 흐른다. 이것을 **순방향전류**라고 말한다.

순방향전류는 다이오우드 양단의 전압 E_d가 높아지면 거기 비례하지 않고, 거의 전압 E_d의 제곱에 비례하여 증가한다. 즉 E_d가 높아짐에 따라 다이오우드의 저항은 작아지는 것이다.

다이오우드는 종류에 따라 걸 수 있는 역방향의 전압, 순방향의 전류의 최대값이 정해져 있는데, 최대값을 넘는 전압을 걸거나 전류를 흘리면 다이오우드를 파괴한다. 또 다이오우드는 흐르는 전류에 따라 전기 히이터와 같이 가열되기 때문에 대전류를 흘리는 다이오우드로는 특히 냉각을 위한 연구가 필요하게 된다.

2 2·3 검파정류 다이오우드와 최대정격(다이오우드를 파괴하지 않기 위한 지식)



〔그림 13〕 검파정류 다이오우드

다이오우드를 일일이 PN접합으로 그리기는 귀찮으므로, 〔그림 13〕(a)에 보인 다이오우드 기호를 사용했다. 삼각형을 가로 누인 모양이 애노우드이고, 세로의 막대 1개가 캐도우드이다.

〔그림 13〕(b)는 다이오우드의 전압(E_d)과 전류(I_d) 특성을 측정하기 위한 회로이다. 전원전압 E_d는 실선의 접속이 순방향, 점선이 역방향으로서 E_d를 바꾸면서 전류 I_d의 값을 전류계로 읽는다.

〔그림 13〕(c)는 이렇게 하여 그래프에 그린 전압-전류특성으로서 E_d가 순방향일 때, 전류 I_d는 E_d의 거의 제곱에 비례하여 증가한다. 한편 역방향의 특성은 어떤가 하면, 앞페이지에서 설명한 바와 같이 약간의 전류 밖에 흐르지 않지만, 특정한 전압 V_R을 넘으면 급격히 큰 전류가 흐르기 시작한다. 이 성질은 나중에 서술하는 정전압 다이오우드에 응용된다.

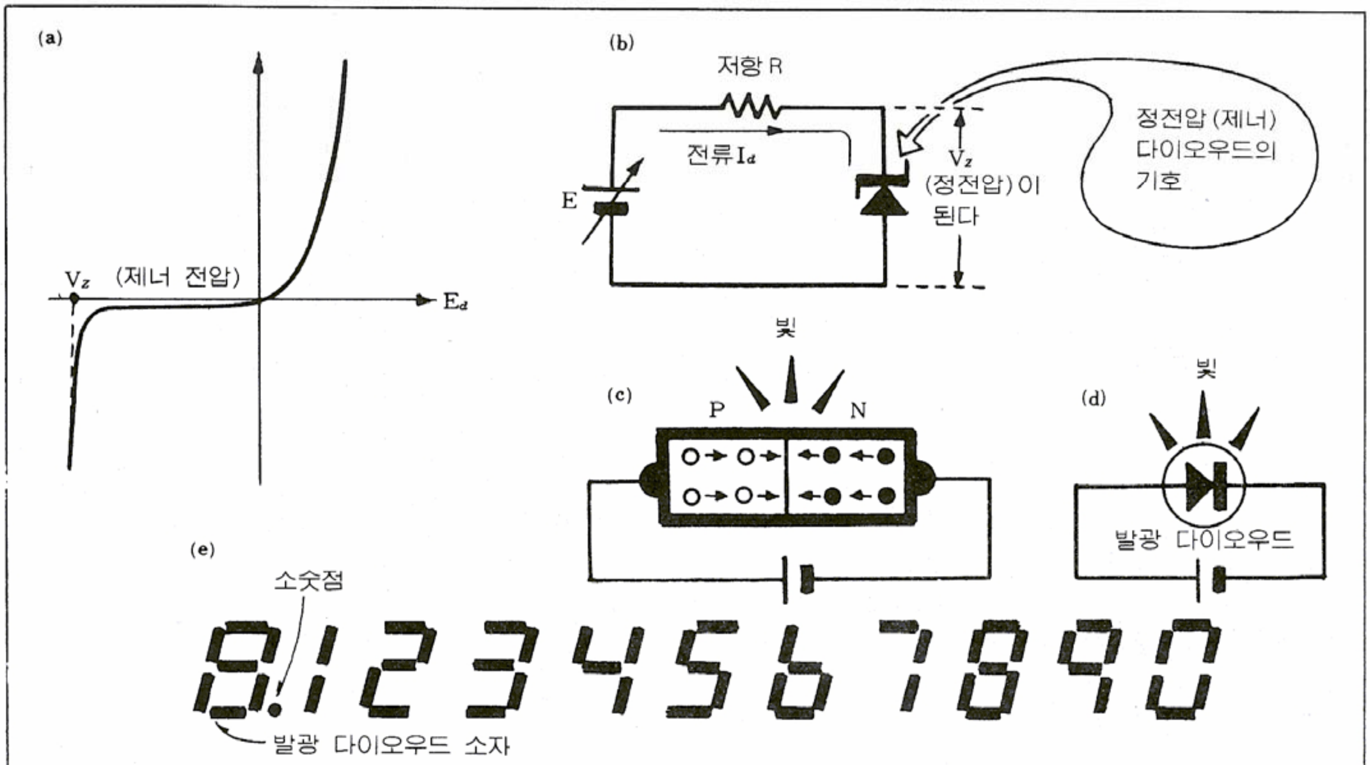
또 $E_d=0$ ($I_d=0$)의 원점 0를 중심으로 하여 E_d가 정에서 전류가 흐르고, 부에서는 흐르지 않는 특성은 검파, 정류작용으로서 전자기기의 검파회로, 전원회로 등에 이용된다. 간단한 라디오로서 알고 있는 게르마늄 다이오우드(검파용)는 N형 게르마늄의 작은 조각에 텅스텐의 바늘을 눌러, 단시간에 큰 전류를 흘려 작은 PN 접합으로 한 것이다.

〔그림 13〕(c)에서 E_d를 0V를 중심으로 하여 +− (플러스의 최대값은 p, 마이너스의 최대값은 d)로 흔들면 전류는 정의 반파만큼 흐르고 (실선), 부의 반파에서는 흐르지 않는다. 이것을 반파정류라 한다. 여기서 다이오우드의 최대정격에 대하여 설명해 둔다.

〔표 1〕

명 칭	기 호	정격의 의미
직류역전압	V_R	역방향으로 걸 수 있는 직류전압의 최대값
첨두역전압	V_{RM} 〔또는 $v_{R(peak)}$〕	평균 전압이 직류역전압 V_R을 초과하지 않는 범위 내에서 역방향으로 걸 수 있는 교류전압의 최대값. 〔그림 13〕(C)의 v_d의 최대값
평균정류전류	I_O	순방향으로 흐를 수 있는 직류 또는 평균 정류전류의 최대값
서어지순전류	$I_{(surge)}$ 〔또는 $I_{F(surge)}$〕	정해진 시간폭으로 1회에 한해 흐를 수 있는 순방향의 최대 전류값
첨두순전류	I_{FM} 〔또는 $i_{F(peak)}$〕	평균적인 정류전류가 위의 I_o를 초과하지 않는 범위에서 흐를 수 있는 교류 순전류의 최대값. 〔그림 13〕(C)의 I_P의 최대값
허용손실	P_d	순전류×순전압의최대값
접합부온도	T_j	접합부에 허용되는 최고온도
보존온도	T_{stg}	보존시의최고, 최저온도

2·4 정전압(제너) 다이오우드와 발광 다이오우드



〔그림 14〕 정전압(제너) 다이오우드와 발광 다이오우드

(1) 정전압 다이오우드는 앞에서도 말한 바와 같이, 다이오우드에 거는 역전압이 일정한 값을 넘으면 급격히 역방향으로 전류가 흐르는 특성을 이용한 반도체 소자이다.

〔그림 14〕(a)에 이 특성을 도시해 놓았다. 그림의 V_z는 **항복전압**(또는 **제너전압**)이라 하는데 V_z보다 역방향전압이 커지면 **항복현상**에 의하여 역방향 전류가 증가하는 것이다. 정전압 다이오우드는 합금법, 또는 확산법으로 만들어진다. 합금법의 경우, 실리콘의 N형 반도체에 알루미늄의 철사를 세워 놓고, 600～800℃로 가열한다. 알루미늄이 N형 반도체에 녹아 들어가 PN접합이 된다.

확산법에서는 N형 실리콘의 판을 가열하여 1,200～1,300℃로 하고, 붕소나 갈륨을 포함한 가스를 대어 확산(스며 들게)하여 PN접합을 만든다.

제너 전압 V_z는 5V 부근에서 40V 부근의 것이 있는데, 허용손실 P(앞페이지 참조)는 1/5W, 1W, 3W(W는 와트라 읽으며, 전력의 단위이다. 1V×1A=1W의 관계가 있다)짜리가 일반적이다.

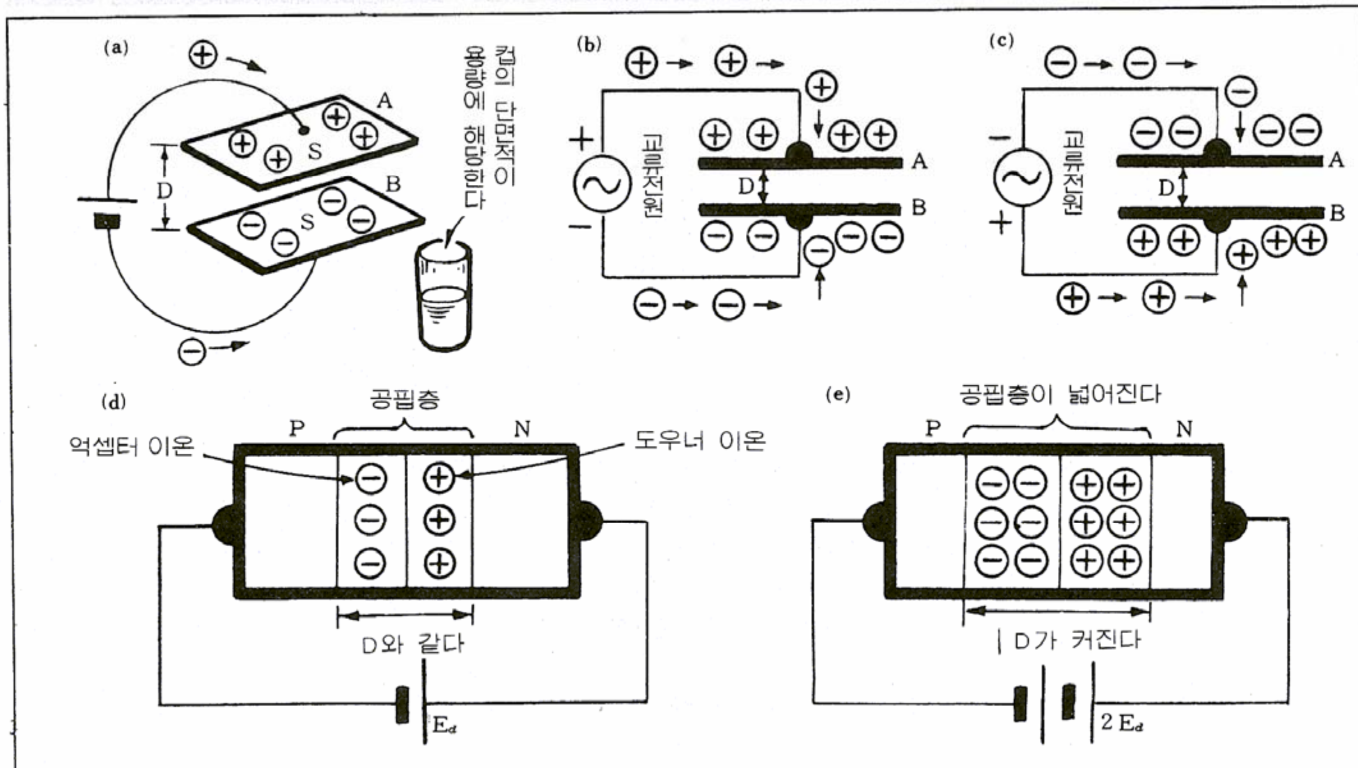
〔그림 14〕(b)는 간단한 정전압회로로서, 전원의 직류전압 E는 제너전압 V_z보다 크지 않으면 안된다. 가령 전원이 자동차의 12V 축전지라고 하면 충전 직후는 16V 가까이 되고, 방전이 진행되면 9V 정도까지 내려가 버린다. 이와 같이 전원전압이 대폭 변하면 정밀한 엘렉트로닉스 기기에는 좋지 않으므로 (b)의 정전압회로에 의존하게 된다.

그림에서 제너 전압 V_z가 5V라 하면 저항 R에는 E의 최대전압이 16V일 때 16－5V＝11V의 전압강하가 있고, E가 9V일 때는 9－5＝4V의 전압이 발생한다. 따라서 오옴의 법칙상 저항R(제너 다이오우드)를 흐르는 전류는 11：4의 비로 변하게 된다. 이와 같이 전류가 대폭 변해도, 〔그림 14〕(a)의 특성에서 정전압 다이오우드 양단의 전압은 거의 제너 전압 V_z로 유지되는 것이다.

(2) 발광 다이오우드는 〔그림 14〕(c)에 보인 것과 같이, 보통의 다이오우드와 원리적으로 전혀 다름이 없지만, 열을 발생하는 동시에 빛도 발사한다. 접속은 (d)와 같이 순방향으로 한다.

발광하는 색은 빨간색과 녹색이 대부분이고, 빨간색용의 재료에는 GaAsP(갈륨·비소 인), GaAlAs(갈륨 알루미늄·비소), GaP(인화 갈륨)이, 녹색이나 노란색에는 GaP(인화 갈륨)이 사용된다.

발광 다이오우드는 필라멘트가 없기 때문에 수명이 길고 소비전력도 적으며, 보통의 사용상태에서는 거의 가열되지 않는다. 또 고속으로 점멸하는 경우, 필라멘트 전구나 네온 램프, 형광등 등은 추종이 더디기 때문에 발광 다이오우드에서는 고속으로 점멸된다. 그 때문에 광통신 등에 이용되지만 일반 표시용으로서도 편리하다. 전압도 2V 정도로 점등한다. 〔그림 14〕(e)에 8개의 발광 다이오우드로 구성된 숫자(소숫점 있는) 표시 소자를 나타내었다.



〔그림 15〕 가변용량 다이오우드의 원리

여기서 말하는 용량이란 콘덴서의 용량을 의미한다. 간단히 콘덴서의 설명을 해 두자.

〔그림 15〕(a)에 보인 것과 같이 2개의 금속판 A, B를 마주보고 접촉하지 않도록 놓아 둔 것이 콘덴서이다. 금속판 A, B는 콘덴서의 극판이라 한다.

이제 A, B 극판에서 도선을 꺼내어 전지에 접속하면 아주 단시간 동안 전류가 흐르고, 플러스의 전하 ⊕와 마이너스의 전하 ⊖가 극판에 괸다. 콘덴서의 용량 C가 크면 클수록 고이는 전하의 양은 많아진다. 극판 사이의 거리를 D, 마주보고 있는 면적을 S라 하면 콘덴서의 용량 C는

$C=kS/D$ ··················(1)　(k···비례상수)

로 주어진다.

컵 속의 물을 전하라고 생각하면, **콘덴서의 용량은 원통형 컵의 단면적에, 컵 수면의 높이는 수압으로서 효력이 있으므로 전압**과 같다. (a)의 전지 전압을 일정하게 하는 것은 컵의 수위를 일정하게 유지하는 것인데, 괴는 물의 양(전하)은 컵의 단면적(콘덴서의 용량)에 비례한다.

〔그림 15〕(b), (c)는 콘덴서를 교류전원에 접속한 상태인데, ⊕, ⊖의 전하가 번갈아 극판A, B를 향하여 움직이기 때문에 교번전류, 즉 교류가 흐른다. (a)의 직류 전원일 경우는, 단시간 전류가 흐르고 나중에는 흐르지 않는 것과 대조적이다.

콘덴서에 전하를 모으는 것을 **충전**이라 하고, 반대로 모인 전하를 방출하는 것을 **방전**이라 한다.

(1)식에서 다음의 중요한 성질을 알 수 있다.

① 콘덴서의 용량은 마주보고 있는 극판의 면적 S를 넓게 하면 커진다.

② 극판간의 거리 D를 넓히면 콘덴서의 용량은 감소한다.

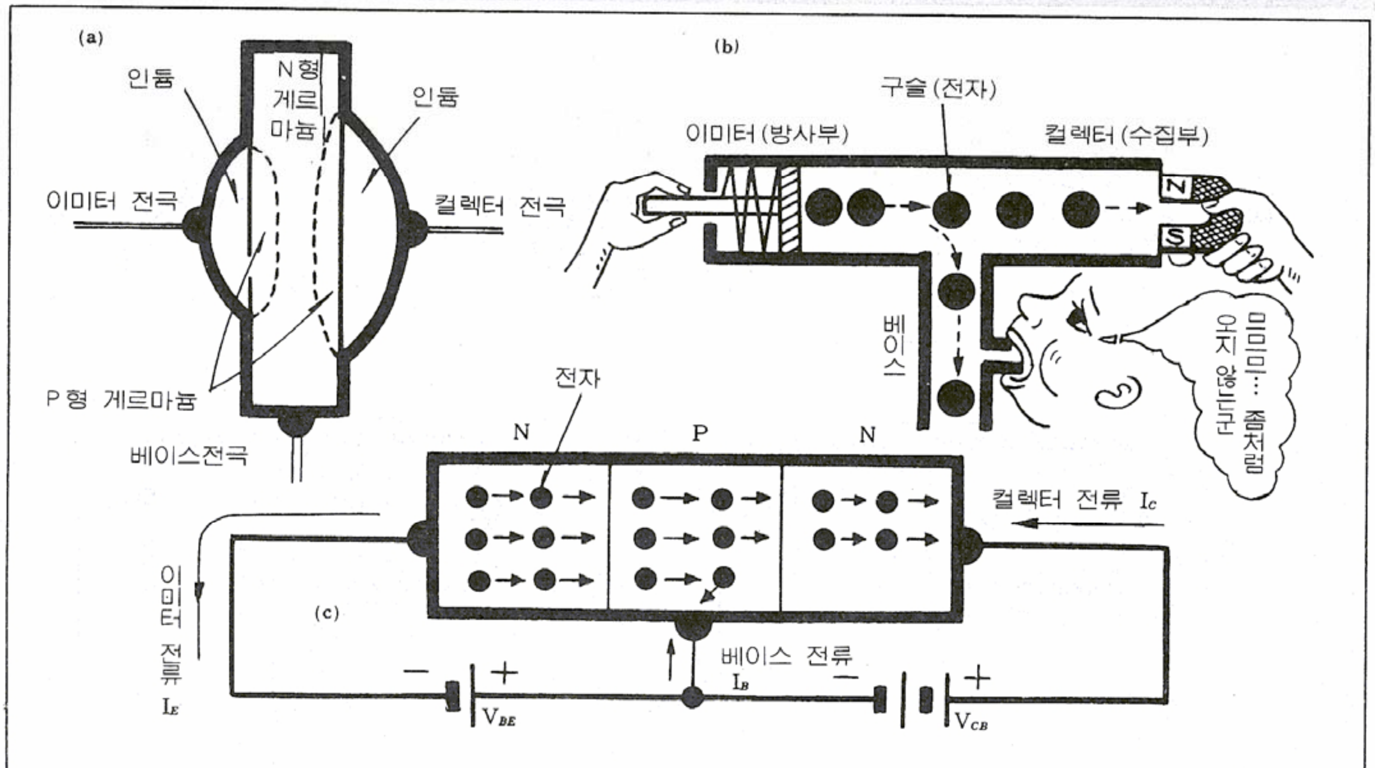
이상의 설명을 이해했으면 〔그림 15〕(d)를 보자. 그림은 PN접합의 다이오우드에 역방향의 전압 E_d를 걸었다.

그 때문에 접합면에 공핍층이 생겼다.

공핍층은 내부에 ⊕도우너 이온, ⊖억셉터 이온, 그 바깥쪽에 캐리어(전자와 호울)가 있기 때문에 바로 (a)의 콘덴서로 볼 수 있다. 따라서 ①에 의하여 PN접합의 단면적이 넓으면 콘덴서 용량은 커지고, 반대로 공핍층의 폭(콘덴서 극판 사이의 거리 D에 해당)이 넓어지면 ②에 따라 용량은 작아진다.

〔그림 15〕(e)는 (d)의 2배인 역방향전압 $2E_d$를 건 상태로서, 공핍층의 폭D가 넓어져 있다. 그때문에 콘덴서 용량은 감소된다. 이상과 같이 PN접합은 역방향 전압의 크기에 따라 콘덴서 용량을 바꿀 수 있기 때문에 와이어리스 마이크를 비롯하여 고주파의 용도가 있다. 가변용량 다이오우드는 이 목적으로 만들어진 다이오우드로서 **배리캡, 버랙터 다이오우드** 등의 상품명이 있다.

3 3·1 합금형 트랜지스터의 구조와 NPN 트랜지스터의 작동



〔그림 16〕 트랜지스터의 구조와 작동원리

〔그림 16〕(a)는 트랜지스터가 시장에 나오기 시작하던 초기 무렵의 합금(얼로이)형 트랜지스터이다. N형 게르마늄의 박판(펠릿이라 한다) 양쪽에 인듐의 작은 알맹이를 압착하고 수소로 속에서 약 600℃로 가열하면, N형 게르마늄 속에 P형 불순물의 인듐이 녹아 들어 P형 게르마늄이 생기고 PNP 트랜지스터를 얻게 된다.

그림 (a)에서 왼쪽의 인듐에 의한 P형 부분이 **이미터**(emitter) 전극이고, 중앙의 N형 게르마늄이 **베이스**(base) 전극, 오른쪽의 P형 부분이 **컬렉터**(collector) 전극이 된다.

이상의 설명에서 알 수 있는 바와 같이 중앙의 N형 게르마늄의 펠릿이 트랜지스터를 조립하는 가장 기초적인 것이므로 영어로 **베이스**(base : 기초라든가 토대)라 불린 것이다.

이미터는 방사기라는 뜻인데, 호울이나 전자로 구성되는 캐리어를 방사하고, 반대로 컬렉터는 이들 캐리어를 수집하기 때문에 이와 같은 이름이 붙게 된 것이다. 컬렉션(수집)이라는 말을 생각하기 바란다.

〔그림 16〕(b)는 캐리어로서 전자를 생각할 경우의 트랜지스터 각 전극의 작용을 모형화하여 나타냈다.

이미터에서는 검은 전자의 알맹이를 구슬처럼 튀겨내고, 베이스는 빨대를 빨듯이 전자 알맹이를 입으로 빨아 당기고 있지만, 컬렉터는 강력한 자석으로서 전자를 흡입하고 있다.

그 때문에 전자는 대부분이 컬렉터를 향하고 베이스에는 조금 밖에 가지 않는다.

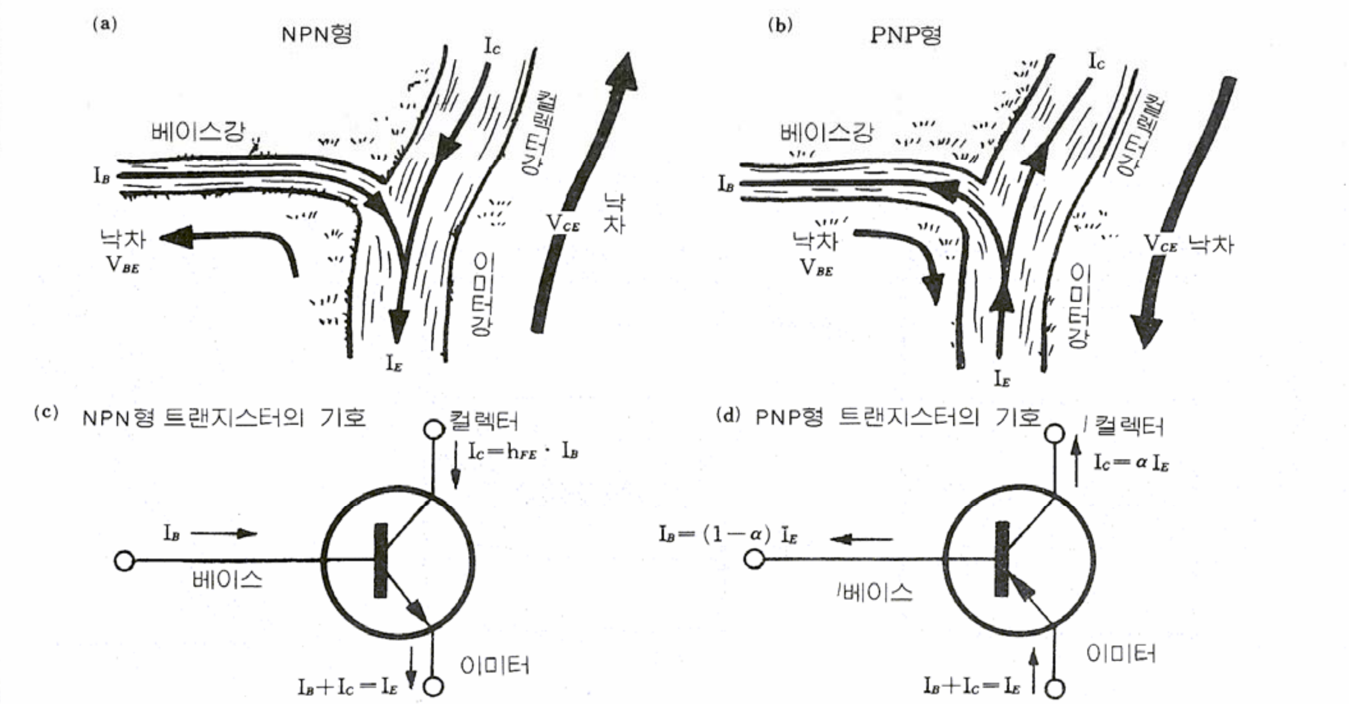
〔그림 16〕(c)는 NPN트랜지스터의 작동을 나타내고 있다. 베이스·이미터간에는 순방향의 전압 V_{BE}가 걸려 있고, (b)의 입에 의한 흡입력을 만든다.

한편 컬렉터·베이스간에는 V_{BE}보다 훨씬 높은 V_{CB}의 전압(컬렉터가 정)을 걸어 전자를 억지로 끌어 당기기 때문에 대부분의 전자는 컬렉터에 도달하고, 베이스에는 극히 일부 밖에 흘러 들어가지 않는다.

그림(c)에서는 전자 밖에 그려 놓지 않았지만 베이스 내의 호울도 전자와 중화함으로써 전류에 기여한다.

이미터는 캐리어를 방출하는 것이므로 베이스보다도 불순물 농도를 100배 정도 높여 캐리어수를 많게 해 놓았다. 또 베이스의 두께는 얇으면 얇을수록 베이스로 흐르는 캐리어수는 적어진다. 같은 베이스에서도 불순물의 농도를 이미터쪽에 짙게 하고, 컬렉터쪽을 엷게 하면 트랜지스터의 고주파 특성이 좋아진다. 이것을 **트리프트**(drift)**형 트랜지스터**라 한다.

컬렉터, 베이스, 이미터의 각 전극에 흐르는 전류는 컬렉터 전류 I_C, 베이스 전류 I_B, 이미터전류 I_E라 한다.



〔그림 17〕 NPN형, PNP형 트랜지스터

〔그림 17〕은 NPN과 PNP 트랜지스터를 강에 비유하여 모형화했다. 베이스강은 좁은 강이고 유량은 I_B이다. 컬렉터강과 이미터강은 베이스강보다 강폭이 훨씬 크고 유량은 거의 같지만, 이미터강의 유량 I_E는 컬렉터강 유량 I_C와 베이스강 유량 I_B의 합과 같다.

따라서

$$I_E = I_B + I_C \quad \cdots\cdots (1)$$

의 관계가 있다.

(a)는 NPN형 트랜지스터의 경우로서, 각 강의 교차점에서

{ 컬렉터강과 베이스강은 유입
  이미터강은 유출

로 되어 있다. 이와 같이 강이 흐르기 위해서는 이미터강에 대하여 컬렉터강, 베이스강은 모두 상류가 아니면 안되고, 그 낙차를 V_{CE}(컬렉터강·이미터강 사이), V_{BE}(베이스강·이미터강 사이)로 되어 있다. 이상의 설명 중에서

{ 강의 유량→전류
  강 사이의 낙차→전압

으로 바꾸어 놓으면 트랜지스터의 작동이 된다.

〔그림 17〕(b)는 PNP형 트랜지스터를 강으로 모형화하고 있고, 강의 흐르는 방향, 낙차는 (a)와 정반대로 되어 있다. 그러나 I_E, I_B, I_C 사이의 관계를 나타내는 (1)식은 다름이 없다. 〔그림 17〕(c), 〔그림 17〕(d)는 각각 NPN형, PNP형 트랜지스터의 회로기호이다.

이미터의 화살표는 이미터 전류의 방향을 나타내고, NPN형에서는 (a)의 강에서 알 수 있는 바와 같이 유출, PNP형에서는 유입으로 되어 있다. 트랜지스터의 규격에서는 트랜지스터 내에 유입하는 전류의 부호를 플러스, 유출은 마이너스로 하고 있다. 다음에 중요한 것은 각 전류간의 관계로서, 베이스 전류 I_B와 컬렉터 전류 I_C의 사이에는 비례관계가 있다.

$$I_C = h_{FE} \cdot I_B \quad \cdots\cdots (2)$$

h_{FE}는 트랜지스터의 직류전류 증폭률이라 하는데, 낮은 것이 20～30, 표준은 100전후, 높은 쪽이 1,000～3,000이나 된다. h_{FE}는 같은 품번의 트랜지스터라도 1자리 가까운 오차가 있다. 다음에 〔그림 17〕(d)에 따라 I_E로 I_B, I_C를 나타내면

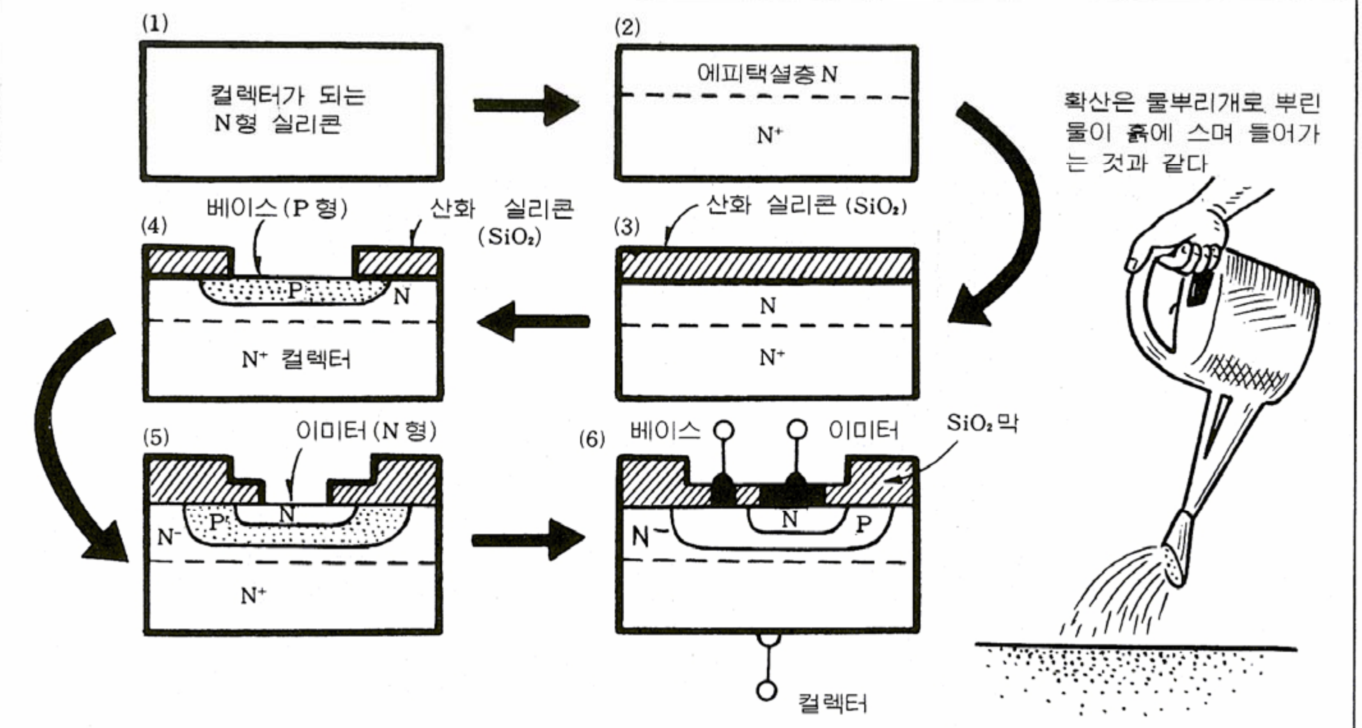
$$I_B = (1-\alpha) \cdot I_E \qquad I_C = \alpha \cdot I_E$$

(α는 베이스 접지 때의 전류 증폭률이라 불린다)

가 된다. α는 0.99……정도의 1에 가까운 값을 취하므로, I_C와 I_E는 거의 같다고 생각해도 된다. 위의 두 식을 사용하여 I_B와 I_C 사이에는 $I_C = \alpha \cdot I_B / (1-\alpha)$의 관계가 있고, (2)식과 비교함으로써 h_{FE}가 α로 표시된다.

$$h_{FE} = \frac{\alpha}{1-\alpha} \fallingdotseq \frac{1}{1-\alpha} \quad \cdots\cdots (3)$$

(≒는 거의 같다는 기호)



〔그림 18〕 에피택셜 플래이너형 트랜지스터의 제조공정

2·1 및 〔**그림 11**〕에서 설명한 다이오우드의 제조법(합금, 인상, 확산)은 그대로 트랜지스터의 제조에 응용할 수 있다. 즉,

(1) 합금법은 **3·1**의 〔**그림 16**〕(a)에서 서술한 합금(열로이)형 트랜지스터

(2) 인상법은 성장(그로운)형 트랜지스터

(3) 확산법은 메사(대형), 플레이너(평형)형 트랜지스터

의 생산에 널리 쓰이고 있다.

새로이 성능이 좋은 것으로서 에피택셜 플레이너형 실리콘 트랜지스터가 많이 시판되고 있기 때문에 이 형의 트랜지스터의 제조공정을 〔**그림 18**〕을 사용하여 설명하기로 한다.

(1) 먼저 피라미드의 기초에 해당하는 N형 실리콘의 판을 준비한다. 이것은 제조 완료될 때 컬렉터로 된다.

(2) N형 실리콘을 컬렉터로 하기 위해서는 전기저항이 작은 것이 좋지만, 전체의 불순물 농도를 높여 비저항을 낮게 하면 N형 실리콘의 윗면에 베이스, 이미터를 만들기에 좋지 않다.

이 문제를 해결하기 위해서 N형 실리콘의 밑쪽(컬렉터가 된다)의 불순물 농도를 높인 N^+로 하고, 위의 표면에 가까운 얇은 층 N은 불순물 농도를 낮게 해 준다. 불순물 농도가 낮은 층 N을 에피택셜층이라 한다.

(3) 에피택셜층 N의 위에 산화 실리콘(SiO_2)의 피막을 만든다. 이것은 나중에 알게 되겠지만, 트랜지스터 소자의 접합 표면을 덮어 안정화하고 수명을 연장시킨다.

(4) 다음에 산화 실리콘의 피막에 필요한 구멍을 뚫고, 붕소(B) 등의 P형 불순물을 확산하여 P형 실리콘을 만든다.

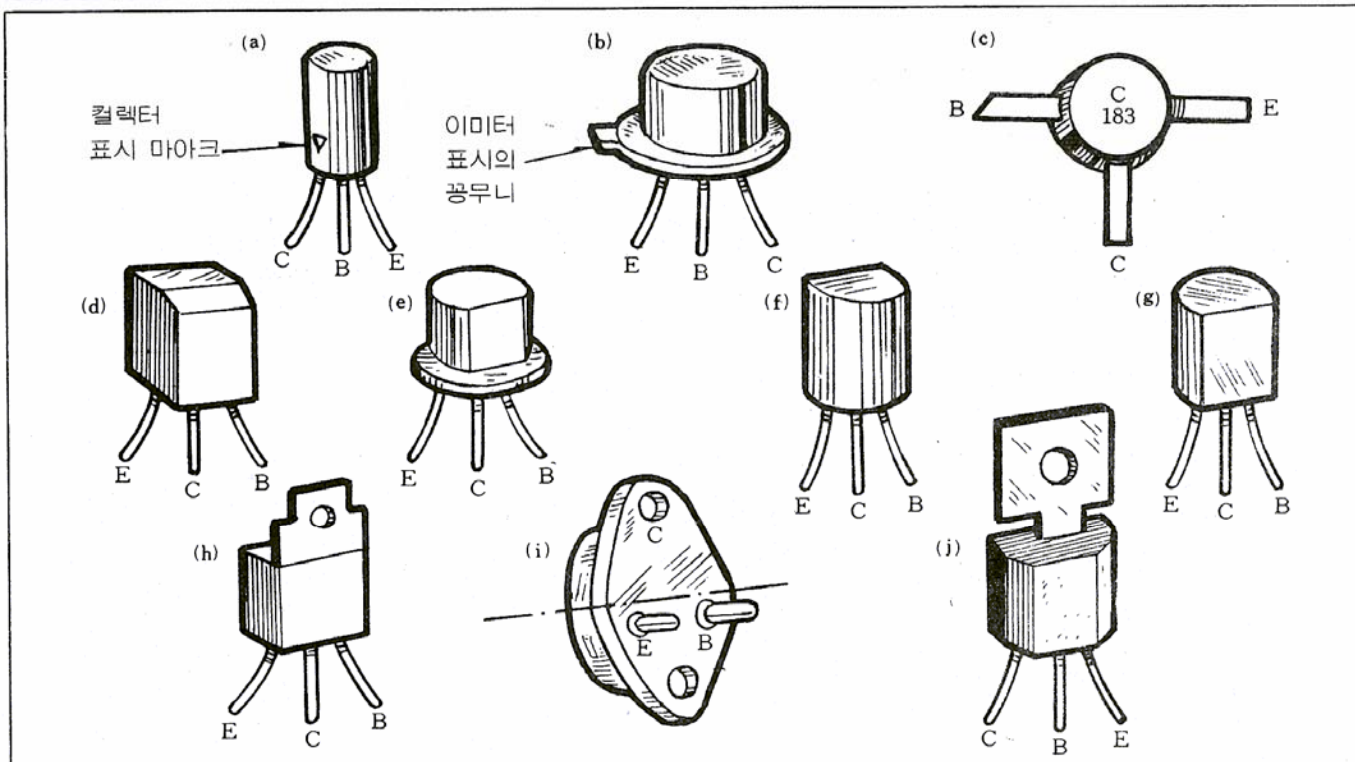
이 P형 부분은 베이스가 된다. 확산은 비유를 하면 지면(에피택셜층)에 물(불순물)을 뿌리는 것과 같은 것으로서, 지면에 가까운 곳은 물(불순물)이 많고, 지하가 됨에 따라 물(불순물)은 적어진다. 이것은 컬렉터측(밑쪽)의 불순물이 이미터측(위쪽)의 불순물보다 적어지는 것이다. 트랜지스터의 고주파 특성을 좋게 하지만 에피택셜 플레이너에서는 컬렉터·베이스간 용량도 다른 방식에 비해서 작게 되기 때문에 더 좋은 고주파 특성이 된다.

(5) 다시 표면을 산화 실리콘(SiO_2)으로 덮고 필요한 구멍을 뚫으며, 이번에는 N형 불순물 (이를테면 인)을 확산시켜 주면 N형의 이미터가 만들어진다.

(6) 세번째로 표면을 산화 실리콘으로 덮고, 전극용의 구멍을 뚫어 베이스, 이미터 전극을 만들어 인출선을 붙인다.

이상과 같이 하여 완성된 실리콘 에피택셜 플레이너형 트랜지스터는 접합부가 노출되어 있지 않기 때문에 열화가 적고, 접합부 표면을 흐르는 누설전류가 적어서 잡음 레벨이 낮고 우수한 성능을 발휘한다.

3 3·4 트랜지스터의 종류, 외형 및 전극의 관계



〔그림 19〕 각종 트랜지스터의 외형과 전극의 관계

먼저 트랜지스터의 형번과 품종의 식별법에 대하여 설명한다. 이미 아는 바와 같이 트랜지스터에는 NPN과 PNP트랜지스터가 있다. 이들 트랜지스터는 또 세분화되어 이를테면,

2SA672
2SA627
2SB523
2SC1000
2SC180
2SD189

등의 이름이 붙어 있다. 모두 공통으로 2S부터 시작하고 있다. 2는 **트랜지스터 전극수**의 3에서 1을 뺀 숫자이고 S는 영어의 반도체 semiconductor의 머리 글자를 딴 것이다. 이 명명법으로 하면 다이오우드는 1S ○○○○ 이라는 품번이 되겠지만 메이커에 따라서는 1S를 붙이지 않는데도 있다.

2S의 다음에 오는 A, B, C, D는 PNP, NPN의 구별과 용도를 나타내고 있다. 즉,

〔표 1〕

명 칭	종 별	용 도
2SA	PNP 형	고주파, 스위칭용
2SB	PNP 형	저주파용
2SC	NPN 형	고주파, 스위칭용
2SD	NPN 형	저주파용, 전력 증폭용

이 된다. 그러나 〔표 1〕의 분류는 엄밀한 것은 아니고, 2SA나 2SC가 붙어도 저주파용 혹은 전력 증폭용도 있다.

2SA, 2SB에는 실리콘 트랜지스터 이외에 구식의 게르마늄 트랜지스터가 포함되어 있기 때문에 살 때 주의할 필요가 있다. 2SD는 대부분이 파워 트랜지스터이다.

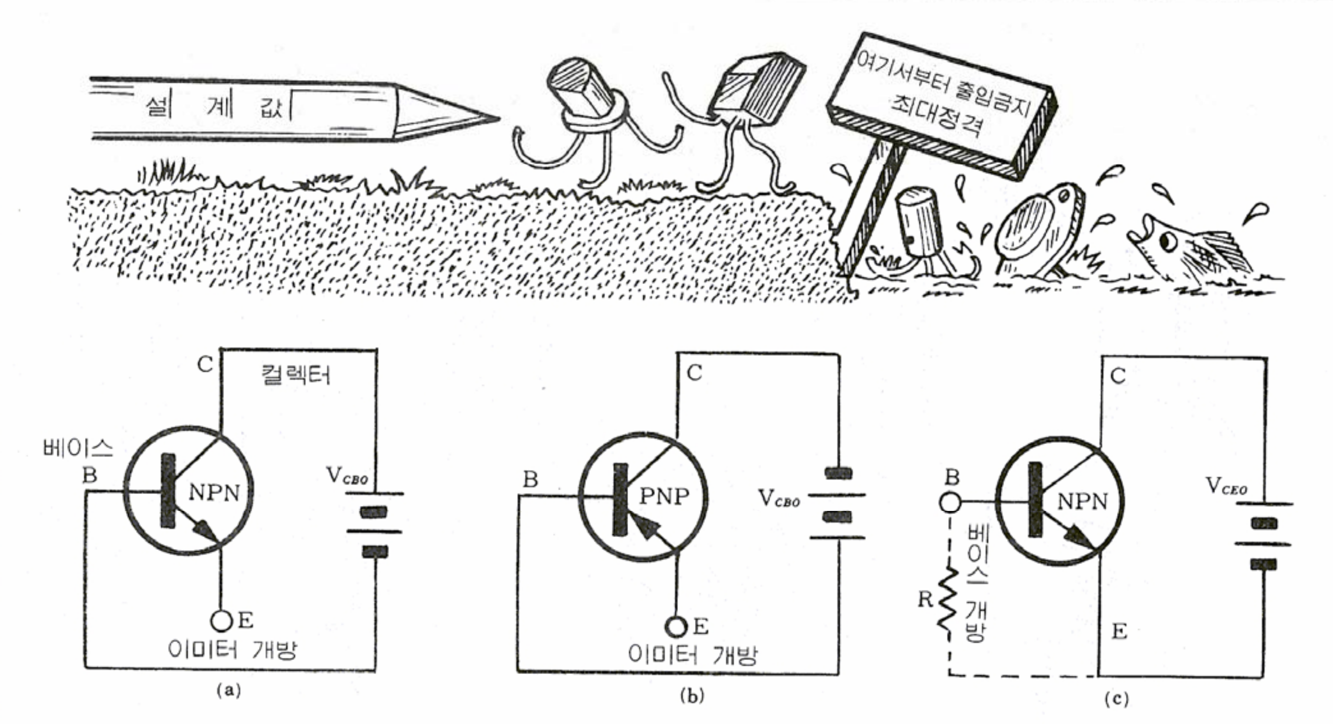
〔그림 19〕는 여러가지 트랜지스터의 외형을 나타내고 있다. (a), (b), (c)는 지금부터 10년 전의 구식에 속한다. C는 컬렉터, B는 베이스, E는 이미터를 나타낸다.

(a)에는 컬렉터의 위치를 표시하는 빨간 점 또는 삼각형 마아크가 붙어 있다. (b)는 이미터 표시의 돌기가 있다. (a)와 (b)는 금속 캅셀이다.

(d)~(g)까지는 비교적 새 모울드(바깥쪽을 수지로 굳혀 놓았다) 트랜지스터로 되어 있고, 전극의 위치는 왼쪽에서 E→C→B와 같이 알파벳과 반대의 순서로 되어 있기 때문에 외우기 쉬울 것이다.

(h), (i), (j)는 파워 트랜지스터이고, (i)는 바깥쪽의 금속 케이스 부분이 컬렉터이다. (h)와 (j)의 구멍이 벌어진 부분은 방열용 금속판으로서 컬렉터에 접속해 놓았다.

3 3·5 트랜지스터의 최대정격 (V_{CBO}, V_{CEO}, V_{CER}, V_{CES}, V_{EBO}) (트랜지스터를 파손시키지 않기 위한 지식) 〔I〕



〔그림 20〕 전압의 최대정격

처음으로 트랜지스터회로를 [illegible] 경우, 트랜지스터의 최대정격에 대한 의미를 알고 그것을 절대로 초과하지 않도록 주의할 필요가 있다. 진공관은 히이터가 있어서 히이터가 점등하지 않으면 히이터 단선이라든가, 정격을 초과하여 사용하고 있으면 플레이트 전극이 빨갛게 되어 위험하다는 것을 알 수 있지만, 트랜지스터에서는 그와 같은 증상을 나타내지 않는다.

트랜지스터는 발열하여 손으로 만질 수 없는 것이 외부에서 알 수 있는 유일한 위독상태이며, 그 이외는 침묵한채 다운해 버린다. 따라서 사용자는 트랜지스터의 작동점을 항상 최대정격 내로 유지하지 않으면 안되며 최대정격은 기본적으로 4종류가 있는데 모두 주위온도25℃ 때의 값이다.

(1) 전압의 최대정격　　(2) 전류의 최대정격
(3) 전력의 최대정격　　(4) 온도의 최대정격

으로 되어 있다.

최대정격은 한 순간이라도 초과하면 안되고, 또 2개 이상의 최대정격을 동시에 충족시켜서는 안된다, 고 되어 있다. 2개 이상의 최대정격을 동시에 충족시킨다…하는 것은, 이를테면 전압과 전류의 최대정격을 동시에 취하는 경우에 해당하지만 이것은 허용되지 않는 것이다.

우선 전압의 최대정격부터 들어가기로 하자.

① 이미터 개방시의 컬렉터·베이스간 전압V_{CBO}

〔그림 20〕(a)에는 NPN트랜지스터, (b)에는 PNP트랜지스터에 대한 V_{CBO}를 도시해 놓았다.

V_{CBO}의 서픽스 CBO의 O는 오픈(open : 개방)이란 뜻이고, 컬렉터C, 베이스B 이외의 이미터E를 개방, 즉 아무것도 접속하지 않고 컬렉터와 베이스간에 걸 수 있는 최대전압을 의미한다. 전압은 CBO의 중앙의 문자 B(베이스)를 기준으로 하여 재기 때문에

NPN트랜지스터의 V_{CBO}는 플러스 부호
PNP　　〃　　　　마이너스 부호

가 된다.

V_{CBO}는 트랜지스터에 따라 큰 차이가 있지만 보통의 소출력 트랜지스터로서 30~50V 전후, 대출력의 파워 트랜지스터로서 150V 정도, 고내압의 특수한 트랜지스터로서도 300V로 상당히 높은 값을 취한다.

V_{CBO}는 트랜지스터의 전압에 관한 최대정격 중에서 가장 높은 값을 취하지만, 실제의 회로설계에 있어서는 별로 도움이 되지 않는다.

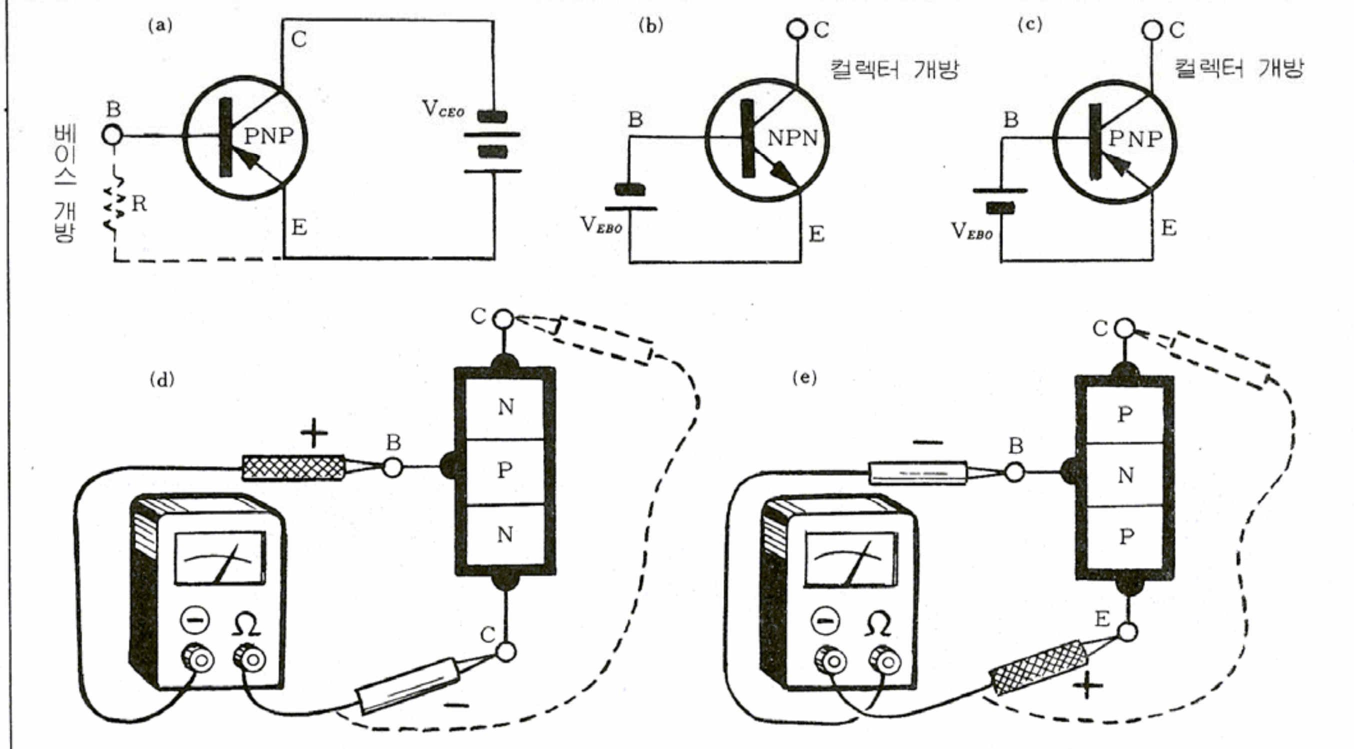
실용면에서도 다음의 V_{CEO}가 중요하다.

② 베이스 개방시의 컬렉터·이미터간 전압V_{CEO}

V_{CBO}와 같은 방법을 적용하면 CEO의 O는 베이스 오픈(open)을 의미한다.

V_{CEO}를 회로에 나타내면 〔그림 20〕(c) (NPN트랜지스터), 〔그림 21〕(a) (PNP트랜지스터)가 된다. 전압의 극성은 서로 반대로 되어 있는데 주의하기 바란다. (다음 페이지로)

3·5 트랜지스터의 최대정격(V_{CBO}, V_{CEO}, V_{CER}, V_{CES}, V_{EBO}) (트랜지스터를 파손시키지 않기 위한 지식) 〔II〕



〔그림 21〕 전압의 최대정격과 트랜지스터 점검법

V_{CEO}는 V_{CBO}와 같거나 보다 작은 것이 보통이다. V_{CEO}와 V_{CBO}의 예를 〔표 2〕에 몇개 들어 둔다.

〔표 2〕

형 번	V_{CBO}	V_{CEO}	용 도
2SA627	−100V	−70V	저주파전력증폭용
2SB524	−60V	−40V	〃
2SC458	30V	30V	저주파저잡음증폭용
2SC1000	55V	50V	〃
2SD317	60V	60V	전력증폭용

〔그림 20〕 (c)나 〔그림 21〕 (a)를 잘 보면 점선으로 저항R이 베이스(B)와 이미터(E) 사이에 접속되어 있지만 베이스·이미터간에 저항R이 들어가면 컬렉터·이미터간 전압허용 최대값은 V_{CEO}보다 높아진다. 이때의 컬렉터·이미터간 전압을 V_{CER}로 나타낸다.

R=0, 즉 베이스와 이미터간을 단락(short) 했을 경우의 컬렉터·이미터간 전압은 V_{CES}라고 적고, V_{CES}는 V_{CBO}와 거의 같은 값까지 높아진다. 즉, 저항 R의 값이 작아질수록 V_{CER}은 높아지는 것이다.

③ 컬렉터 개방시의 이미터·베이스간 전압 V_{EBO}

V_{EBO}를 회로도에 나타낸 것이 〔그림 21〕(b), (c)이다. 이번에는 컬렉터가 개방될 차례이다. V_{EBO}는 베이스와 이미터간을 PN접합의 다이오우드라고 생각하면 다이오우드의 직류 역전압 V_R(2·3 의 〔표 1〕을 참조)과 같다.

V_{EBO}는 지금까지의 V_{CBO}나 V_{CEO}에 비하면 1자리 작고, 실리콘 트랜지스터에서 4~5V이다. 게르마늄 트랜지스터는 오차가 심하고, 낮은 것으로서는 1V 이하, 높아지면 10V 이상인 것이 있다.

다만 그림 (b), (c)에서 알 수 있듯이

(NPN 트랜지스터의 V_{EBO}는 플러스 부호
(PNP 〃 마이너스 부호

라는 점에 주의하기 바란다.

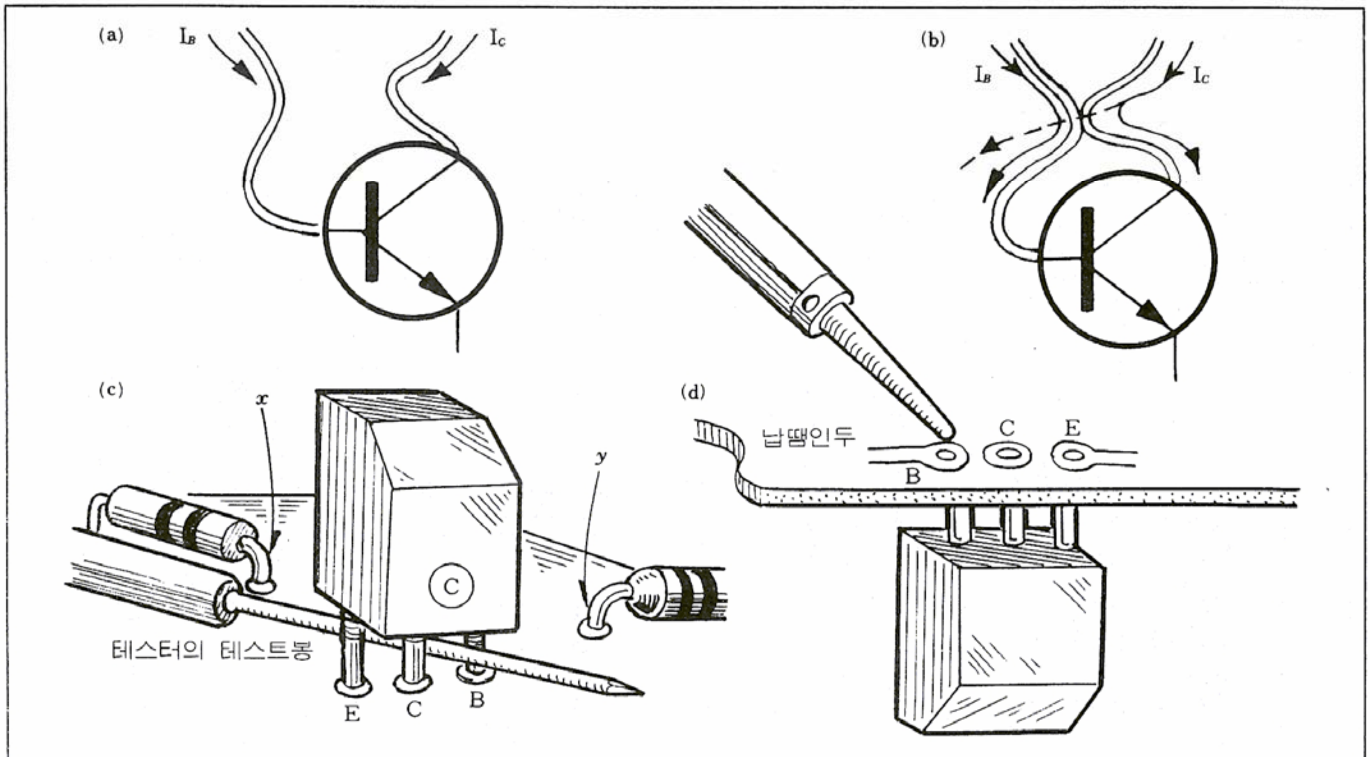
* * *

〔그림 21〕의 (d)와 (e)는 NPN 트랜지스터와 PNP 트랜지스터의 간단한 양부 검사법이다. 측정기는 값 싼 테스터가 1대 있으면 된다.

☆ 먼저 NPN트랜지스터에서는 베이스를 +전위로, 이미터(또는 컬렉터)를 −로 유지하면 P~N으로 순방향 전류가 흐른다. 이 이외의 접속에서는 역방향의 N~P가 되기 때문에 테스터를 Ω레인지로 하고, 테스터의 ⊖쪽 테스트봉을 베이스 B에, Ω쪽 테스트봉을 이미터(또는 컬렉터)에 댔을 때만 미터의 바늘이 움직일 것이다. 왜냐 하면 테스터를 Ω 레인지로 했을 때 ⊖쪽에는 플러스 전압이 나오기 때문이다.

☆ PNP트랜지스터의 경우는 테스터의 ⊖쪽 테스트봉과 Ω쪽 테스트봉을 교환하여 같은 식으로 검사한다. 다만 테스터에 내장된 전지 전압은 트랜지스터의 V_{EBO} 이하가 아니면 안된다.

3·6 트랜지스터의 최대정격(I_C)
(트랜지스터를 파손시키지 않기 위한 지식)



〔그림 22〕 전류의 최대정격을 지키는 법

트랜지스터의 최대정격은 전압, 전류, 전력, 온도 등 4개 항목에 관한 것이 있는데, 전류는 컬렉터 전류 I_C의 최대값으로 주어진다.

그런데 컬렉터 전류 I_C와 베이스 전류 I_B 사이에는 (2)식(**3·2**를 참조하기 바란다)의 관계가 있다.

$$I_C = h_{FE} \cdot I_B \quad \cdots\cdots (2)$$

h_{FE}는 트랜지스터의 직류전류 증폭률로서 낮은 것은 20~30, 보통은 100~300, 높아지면 1,000이상 3,000도 있다.

h_{FE}가 1,000 이상인 트랜지스터는 고 h_{FE} 형이라 한다.

이와 같이 컬렉터 전류 I_C는 베이스 전류 I_B와 밀접한 관련이 있기 때문에 마땅히 베이스 전류 I_B에도 한도가 있겠지만, I_B의 최대정격을 명기한 자료는 극소수이다.

메이커의 품번별로 I_C, I_B의 최대정격을 알고 있는 것을 〔표 3〕에 들어 둔다.

〔mA(밀리암페어)는 1,000분의 1 암페어이다〕

〔표 3〕

형 번	I_C	I_B	용 도
2SC789	4A	3A	전력증폭용
2SC898	7A	2A	〃
2SC316	50mA	5mA	저주파저잡음증폭용
2SC563	25mA	2mA	TV영상중간주파용

여기서 h_{FE}=100의 트랜지스터를 생각해 보자. 가령 컬렉터 전류가 100mA라 하면 베이스 전류는 100mA÷100=1mA이다. h_{FE}가 1,000이면 베이스 전류는 100mA÷1,000=0.1mA〔또는 100μA (마이크로 암페어) : 1μA는 100만분의 1암페어로서 1mA의 1,000분의 1〕로서 매우 낮은 값이 된다.

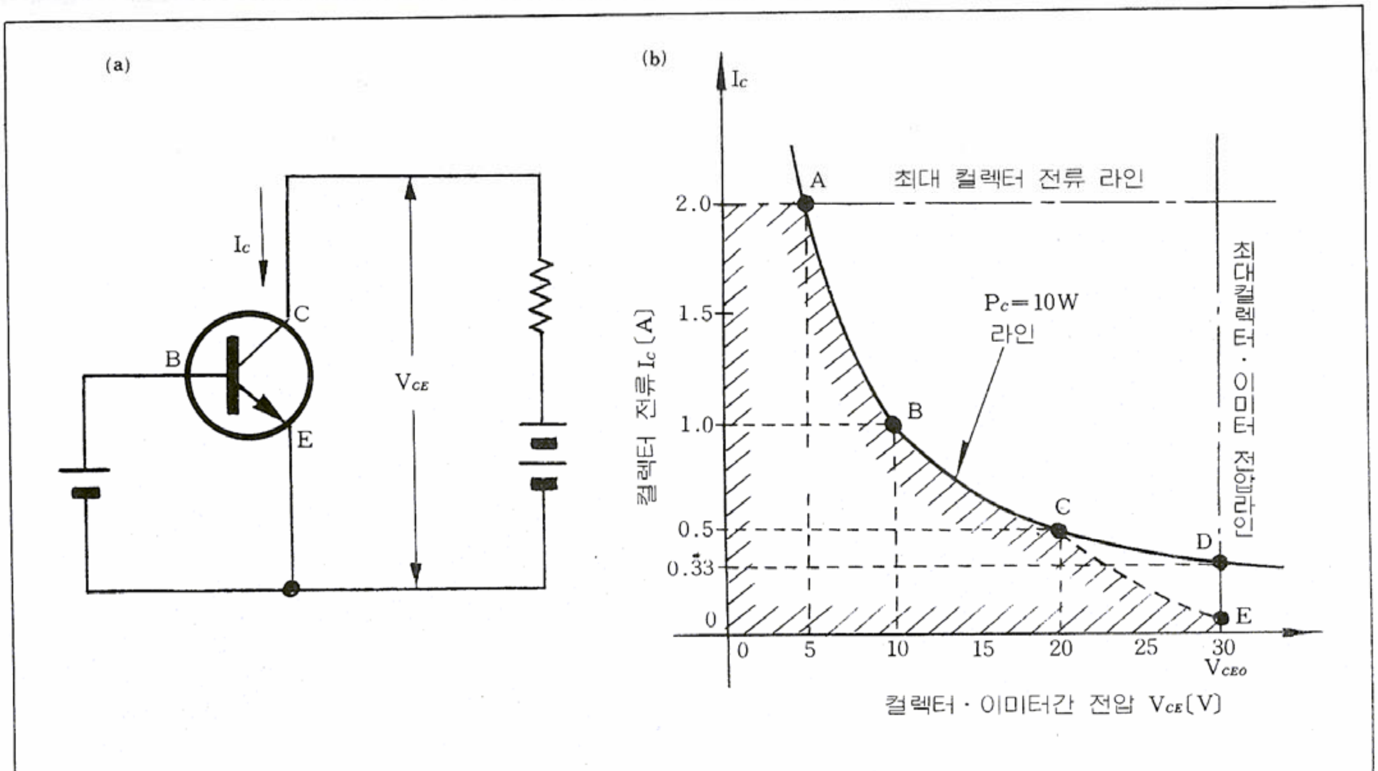
이상의 설명에서 알 수 있듯이, 베이스 전류는 컬렉터 전류에 비하여 훨씬 작은 전류가 흐르고 있기 때문에 어떤 원인으로 큰 컬렉터 전류의 일부가 베이스에 흘러 들어가면 **베이스전류가 너무 많이 흐르거나** 또는 베이스 전류가 증가함에 따른 **컬렉터 전류의 과대**($I_C = h_{FE} \cdot I_B$의 관계에 의한)로서 트랜지스터가 파괴된다.

〔그림 22〕는 전류가 너무 많이 흐르게 되는 경우를 들어 놓았다.

(1) 〔그림 22〕(c)에서는 테스터의 테스트봉으로 컬렉터(또는 베이스) 전압을 측정하려 했으나, 컬렉터·베이스 전극간이 좁기 때문에 테스트봉이 B, C 양쪽에 걸치게 되었다. 이 사고는 컬렉터, 베이스에 접속되어 있는 저항의 도선 x, y 부분에 테스트봉을 대면 방지할 수 있다.

(2) 〔그림 22〕(d)는 전원을 넣은 채 납땜작업을 하고 있다. 납땜인두나 납이 컬렉터·베이스 간에 걸치게 되면, 위와 같은 이유로 트랜지스터가 못쓰게 된다. 부품을 교환할 때는 반드시 전원을 끊기 바란다.

3·7 전력의 최대정격 (트랜지스터를 파손시키지 않기 위한 지식)



〔그림 23〕 전력의 최대정격과 ASO

이미 전압, 전류의 최대정격은 끝났으니 전력으로 옮아 간다. 전력은 저항의 양 끝에 걸리는 전압과 저항에 흐르는 전류를 곱한

〔전압〕×〔전류〕=〔전력〕

으로 주어진다. 전력의 단위는 와트(W)이고, 전압을 볼트(V), 전류를 암페어(A)로 나타내면, 〔전압값〕×〔전류값〕이 그대로 와트값이 된다.

이를테면 저항에 5V의 전압을 걸어 1A의 전류가 흘렀다고 하면, 저항이 소비하는 전력은 5×1=5W로 계산된다.

여기까지는 일반 저항을 대상으로 하여 전력을 생각해 왔지만, 트랜지스터의 컬렉터·이미터간을 저항으로 생각했을 때 **컬렉터·이미터간 저항에서 소비되는 전력을 컬렉터 손실**이라 한다.

〔그림 23〕(a)에서 설명하면 컬렉터 손실 P_C는

$$P_C = V_{CE} \times I_C \quad \cdots\cdots(4)$$

로 주어진다. V_{CE}는 컬렉터(C)·이미터(E)간 전압, I_C는 컬렉터 전류이다.

트랜지스터의 컬렉터 손실은 소출력용으로서 100 mW〔1mW(밀리와트)는 1,000분의 1와트〕 정도부터 대전력 증폭용으로서는 100W까지 있다.

〔그림 23〕(b)는 수평축에 컬렉터·이미터간 전압 V_{CE}를 수직축으로 하여 컬렉터 전류 I_C를 취했다. 같은 그림에 ASO라고 쓰인 영역(빗금쳐 놓은 부분)은 **안전 작동영역**(영어로 area of safe operation이라는 데서 ASO라고 줄였다)이다. 즉 트랜지스터의 작동점(V_{CE}와 I_C를 좌표로 취한 점)이 ASO 내에 있으면 그 트랜지스터의 안전은 보증되는 것이다. 그럼 〔그림 23〕(b)의 ASO는 어떻게 해서 구해졌을까?

다만, 대상이 되는 트랜지스터의 최대정격은 다음과 같다.

베이스 개방시의 컬렉터·이미터간 전압
$V_{CEO}=30V$
컬렉터 전류의 최대값 $I_{C(max)}=2A$
허용 컬렉터 손실=10W

(1) 먼저 수평의 V_{CE}축 위에 30V(V_{CEO})의 점을 골라 수직선을 그으면 이것이 최대 컬렉터·이미터간 전압의 한계를 준다.

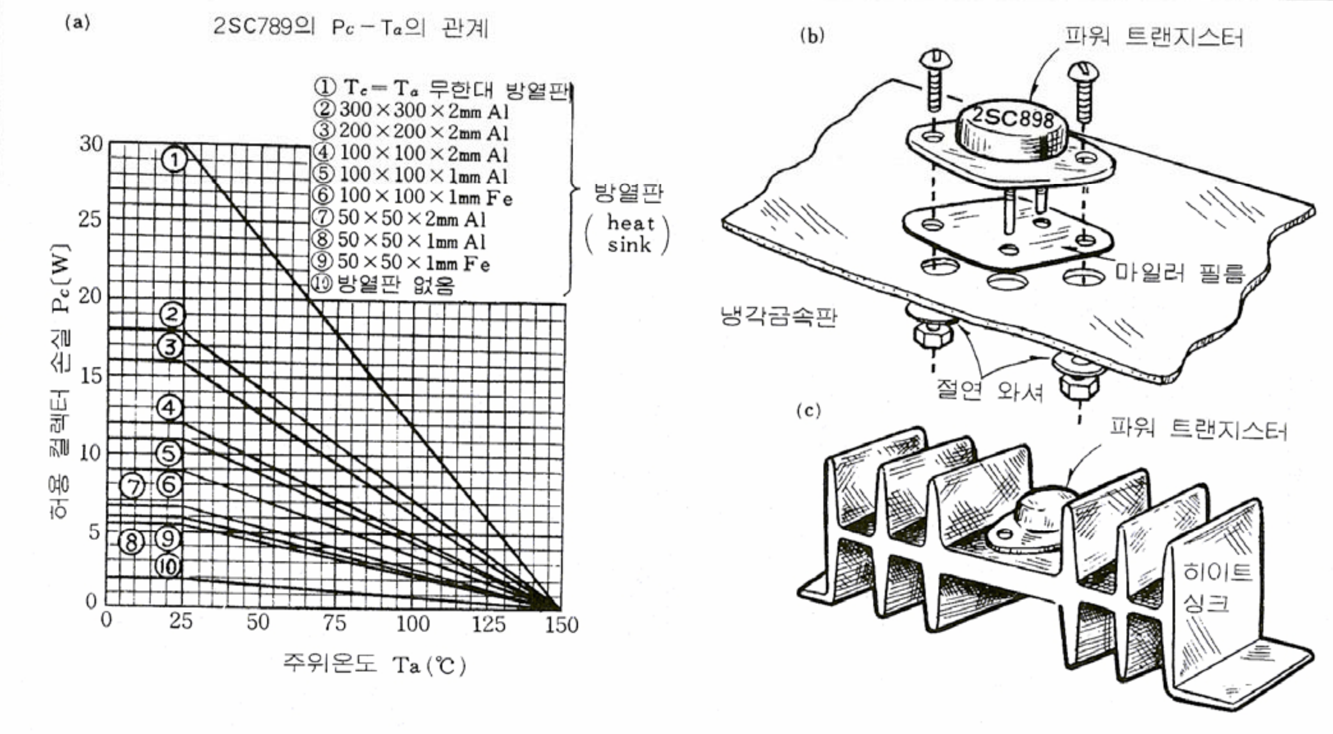
(2) 다음에 수직의 I_C축과 2.0A 부분에서 교차되는 수평선을 그으면 최대 컬렉터 전류 라인이 된다.

(3) 끝으로 컬렉터 손실 P_C가 10W가 되는 점을 구한다.

그림에서 A점(5V, 2A), B점(10V, 1A), C점(20V, 0.5A), D점(30V, 0.33A)은 모두 $V_{CE} \times I_C$ =10W가 되고, A-B-C-D를 잇는 완만한 곡선은 쌍곡선이다.

이상에서 ASO는 ABCD 커어브와 (1), (2)에서 구한 2개의 직선으로 에워싸인 영역이라고 생각할 수 있는데, 2차 강복이라는 현상이 있기 때문에 C-D 커어브는 C-E와 같이 좁게 되는 것이다.

3 3·8 파워 트랜지스터의 냉각 (트랜지스터를 파손시키지 않기 위한 지식)



〔그림 24〕 파워트랜지스터의 냉각

각종 트랜지스터 중에서 파워 트랜지스터는 큰 스피이커를 울린다든가, 모우터를 움직인다든가 하기 때문에 마땅히 컬렉터 전류 I_C 및 컬렉터·이미터간 전압 V_{CE}의 최대값도 높아진다.

실제로 작동하고 있는 파워 트랜지스터에 손을 대어보면 곧 알 수 있지만, 상당히 뜨거워진다. 표면온도계로 케이스의 온도를 재면 60～70℃에 달하는 경우도 적지 않다. 이 정도로 뜨거우면 1분 이상 손을 대고 있을 수 없다.

트랜지스터 자체가 가열되면 주위의 온도가 상승하고, 주위온도가 상승하면 컬렉터 전류가 불어나며 또 트랜지스터가 뜨거워진다 ……이와 같은 악순환을 **열폭주**라 하는데, 열폭주상태에 들어간 트랜지스터는 결국은 파괴되어 버린다.

열폭주는 파워 트랜지스터뿐 아니라 어느 트랜지스터에서도 일어나지만, 파워 트랜지스터를 사용하여 될 수 있는대로 대전력을 꺼내려고 하면 열폭주가 일어나기 쉬운 상태가 된다.

그 때문에 파워 트랜지스터의 중요한 데이터에 **〔그림 24〕**(a)에 보인 주위온도 T_a·허용 컬렉터 손실 P_C가 있다.

(a) 그림은 **2SC789**에 관한 P_C－T_a 특성으로서,

☆ ①의 조건…최대정격으로 주어져 있는 P_C＝30W는 무한대 방열판을 사용하여 주위온도 T_a와 트랜지스터 케이스 온도 T_C가 같고, 게다가 T_a가 25℃ 이하일 때만 통용된다는 것을 나타내고 있다.

그림에서 알 수 있는 바와 같이 무한대 방열판을 사용했다 해도 주위온도가 150℃가 되면 P_C＝0으로서 **2SC789**는 쓸 수 없다.

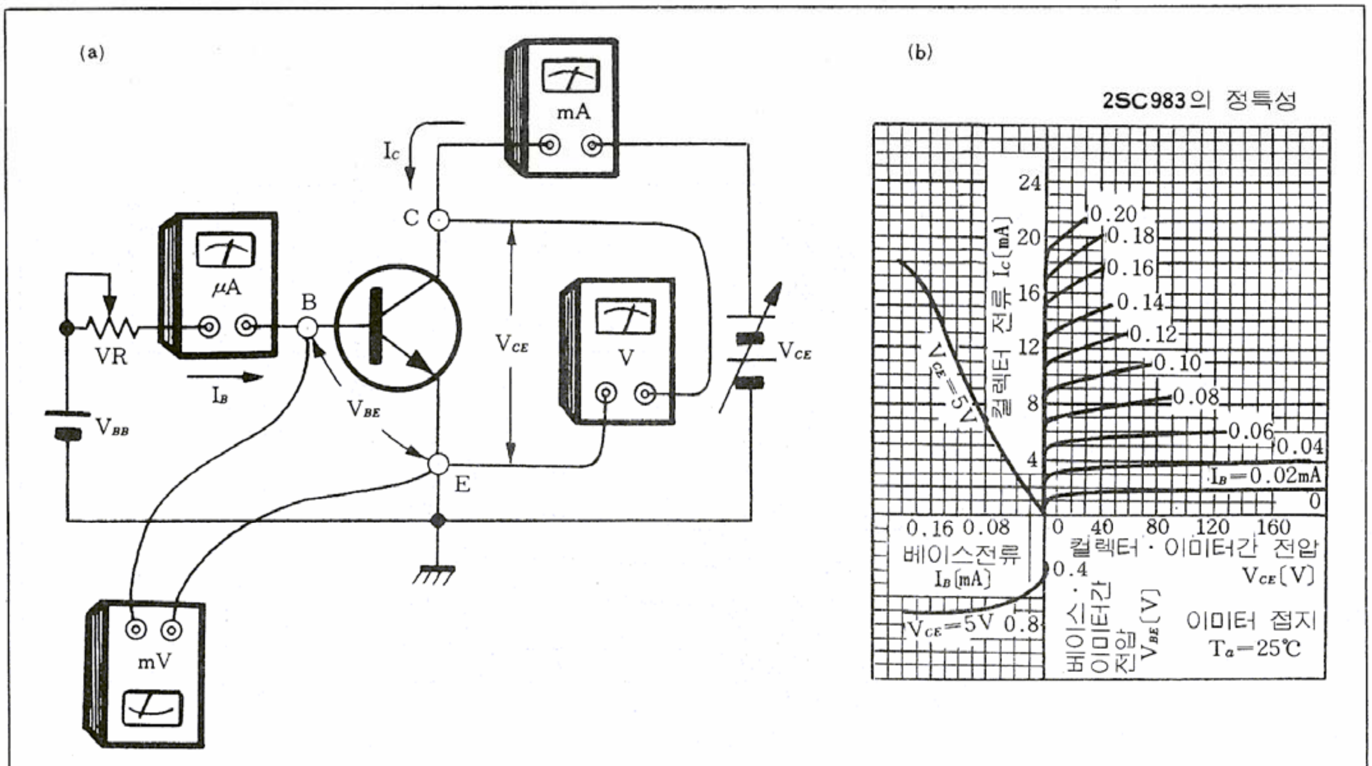
따라서 P_C＝30W를 무턱대고 외워서 어떤 조건에서나 컬렉터 손실 30W가 허용된다고 생각하면 터무니 없는 잘못이다.

☆ ②, ③, ④, ⑤의 조건…**2SC789**를 알루미늄의 냉각판(두께 2mm와 1mm)에 고정시켰을 때의 허용 P_C를 나타내고 있다. **【2SC789**의 외형은 **〔그림 19〕**(h)에 준한다**】** 알루미늄의 방열판 면적이 작아짐에 따라 허용 P_C는 점점 작아지고, ⑤의 100×100×1mm의 경우, 25℃에 있어서의 P_C는 11W로서 ①의반 이하가 되어 버린다.

☆ ⑥의 조건…⑤와 같은 치수의 철판을 냉각에 사용한 경우로서, 알루미늄에 비하여 열전도가 나쁜 철판에서는 P_C가 더 내려간다.

☆ ⑩의 조건…방열판이 전혀 없으면 P_C는 25℃로서, 겨우 2W 밖에 취할 수 없다. 최대정격 30W의 1/15이다.

〔그림 24〕(b)는 파워 트랜지스터를 마일러 필름, 절연 와셔를 통하여 방열판(섀시)에 고정시키는 상태를 나타내고 있다. 갭에 실리콘 오일을 칠하면 방열이 한층 더 잘된다. (c)는 방열판으로서 시판되는 방열구(히이트싱크)를 사용한 경우이다.



〔그림 25〕 트랜지스터의 각종 정특성

〔그림 25〕(a)에서는 트랜지스터를 작동상태에 두고 각종 특성을 취하고 있다. 차례로 측정 항목을 소개하면,

(1) V_{CE}-I_C 특성

그림 (a)에서 가변저항기 VR(바리오옴이라 한다)을 조절하여 베이스 전류 I_B를 일정하게 하고, 전원전압의 V_{CE}를 0V에서 ASO의 한도까지 바꾸고, 그때의 컬렉터 전류를 읽는다.

이상의 조작을 I_B를 바꾼 후에 하고 그 결과를 그래프에 플롯하면, 〔그림 25〕(b)의 제1상한에 보인 V_{CE}-I_C 특성을 얻을 수 있다. 이 그림은 2SC983의 경우로서, 최대정격은 V_{CEO}=150V, P_C=600mW, I_C=50mA이다.

베이스 전류 I_B는 0에서 0.02mA(20μA)씩 증가되었고, I_B=0.1mA에 대하여 I_C는 거의 10mA이므로 직류 전류증폭률 h_{FE}는 10mA÷0.1mA=100으로 계산할 수 있다.

(2) I_B-I_C 특성

〔그림 25〕(a)에서, 이번에는 V_{CE}를 일정하게 하고, 바리오옴 VR을 사용하여 베이스 전류 I_B를 바꾸었을 때의 컬렉터 전류 I_C를 읽고, 그래프에 그리면 I_B-I_C 특성을 얻을 수 있다. 〔그림 25〕(b)의 그래프 제2상한은 2SC983의 I_B-I_C 특성이다. 다만 V_{CE}는 5V로 고정시켜 놓았다. 그림에서 알 수 있는 바와 같이 I_B-I_C 특성은 완전한 직선이 아니라 만곡된 커어브이다. 즉 I_C와 I_B는 엄밀하게는 비례관계에 있지 않다.

I_B-I_C 특성에서 V_{CE}=5V일 때의 h_{FE}를 계산할 수 있다. I_B는 I_C에 비례하지 않기 때문에 h_{FE}는 컬렉터 전류 I_C의 크기에 따라 달라진다. 이것이 트랜지스터의 h_{FE}-I_C 특성이다.

(3) V_{BE}-I_B 특성

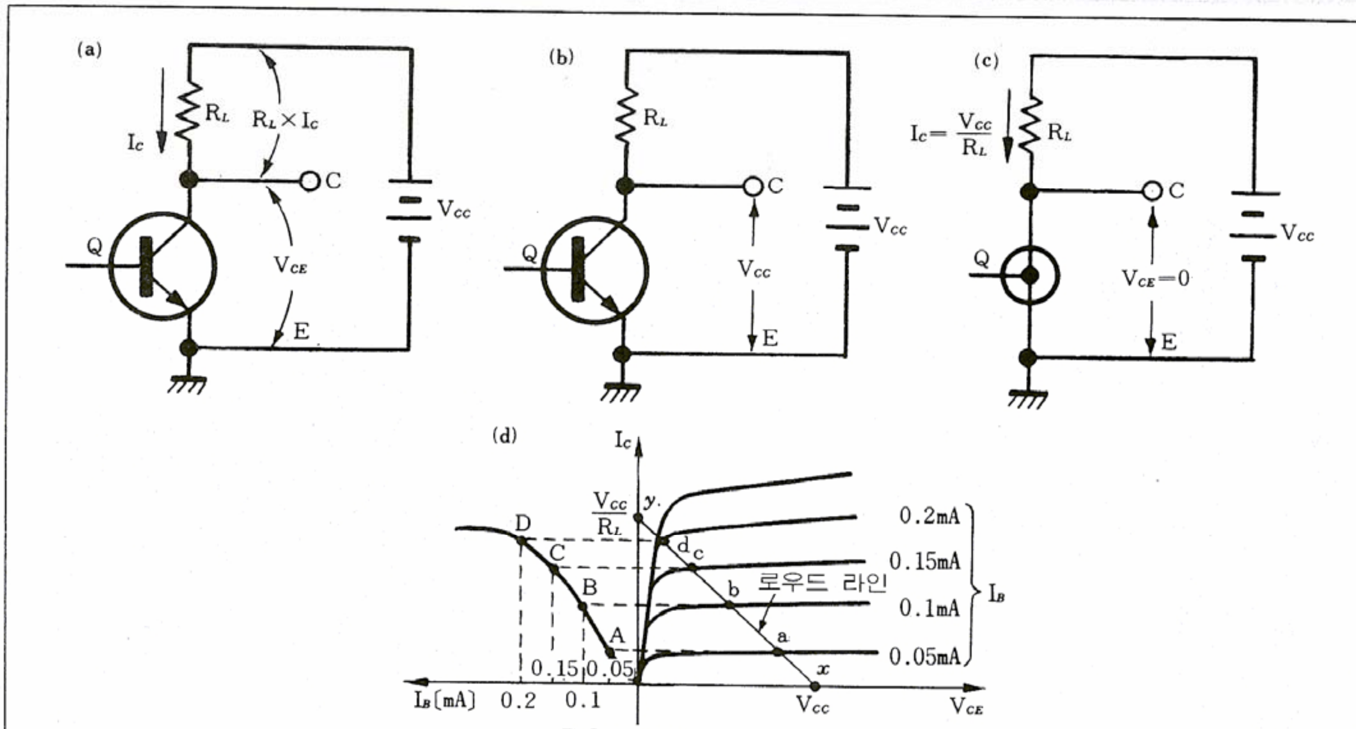
〔그림 25〕(a)에서 바리오옴 VR을 사용하여 베이스 전류 I_B를 바꾸면 베이스·이미터간 전압 V_{BE}도 변화한다. I_B와 V_{BE}의 관계를, V_{CE}를 일정하게 유지하면서 취한 것이 V_{BE}-I_B 특성이다. 〔그림 25〕(b)의 그래프 제3상한이 2SC983의 V_{BE}-I_B 특성이다. 이 그림에서 다음의 성질을 알 수 있다.

① V_{BE}를 0.4V까지 낮추면 베이스 전류는 거의 흐르지 않게 된다. 따라서 컬렉터 전류도 제로가 된다.

② V_{BE}를 0.7V 부근까지 올리면 베이스 전류는 급격히 증가한다.

최대정격을 생각하면 V_{BE}의 가변역은 0.4V에서 0.7V 부근까지이며 그 폭은 매우 좁다. 반대로 말하면 동작상태에 있어서의 V_{BE}는 실리콘 트랜지스터의 경우, 0.6V 정도로서, 근사적으로 일정하다고 볼 수 있다.

☆ 그리고 V_{BE}는 온도에 따라 달라지는데, I_C를 일정하게 했을 때 1℃ 온도가 상승하면 약 2mV~2.5mV〔1mV(밀리볼트)는 1,000분의 1볼트〕 내려간다.



로우드 라인과 I_B-I_C동특성

〔그림 26〕 정특성과 로우드 라인의 관계

실제로 트랜지스터회로를 짤 경우, 트랜지스터에는 부하가 되는 저항 혹은 코일(트랜스)이 접속된다. 부하는 컬렉터와 전원간, 또는 이미터와 어어드간에, 혹은 두가지가 혼합되어 컬렉터·전원, 이미터·어어드 양쪽으로 분할하여 들어간다.

〔그림 26〕(a)는 컬렉터(C)·전원(V_{CC}) 간에 부하저항 R_L이 들어간 경우로서, 이미터(E)는 어어드되어 있다. 이 때문에 이미터 접지형 앰프라 불린다.

트랜지스터 Q에 컬렉터 전류 I_C가 흘렀다고 하면, 저항 R_L의 양끝에 있어나는 전압은 오옴의 법칙에 의하여

〔R_L 양끝의 전압〕$=R_L\times I_C$ ……………………(5)

로 주어진다.

한편, Q의 컬렉터·이미터간의 전압을 V_{CE}로 나타내면, 〔R_L 양 끝의 전압〕과 V_{CE}를 보탠 전압은 전원전압 V_{CC}와 같아지기 때문에 I_C, V_{CE}의 관계식으로서

$R_L\times I_C+V_{CE}=V_{CC}$ ……………………………(6)

이 얻어진다.

☆ 여기서, 〔그림 26〕(b)와 같이 트랜지스터 Q의 (베이스 전류를 0으로 함으로써) 컬렉터 전류 I_C를 0이라 하면 R_L에는 전류가 전혀 흐르지 않으므로 V_{CE}는 V_{CC}와 같은 값이 된다. 즉,

$I_C=0$으로서 $V_{CE}=V_{CC}$ ………………………(7)

가 성립된다.

☆ 다음에 트랜지스터 Q에 충분한 베이스전류를 흘려 주면 V_{CE}는 0V가까이까지 내려간다. 가령 $V_{CE}=0$이라 하면, (6)식은

$R_L\times I_C=V_{CC}$

가 되고, I_C를 구하면

$$I_C=\frac{V_{CC}}{R_L}\qquad 단\ V_{CE}=0 \cdots\cdots(8)$$

로 계산된다. 그림 (c)를 참고하기 바란다.

(7), (8)식의 조건을 V_{CE}-I_C 특성곡선에 그려 넣으면, 그림 (d)의 x점($V_{CE}=V_{CC}$, $I_C=0$) 및 y점($V_{CE}=0$, $I_C=V_{CC}/R_L$)을 얻는다. x, y를 잇는 직선 xy는 로우드 라인이라 하는데, 그림 (a)의 접속을 한 트랜지스터 Q의 작동점은 로우드 라인위를 움직인다.

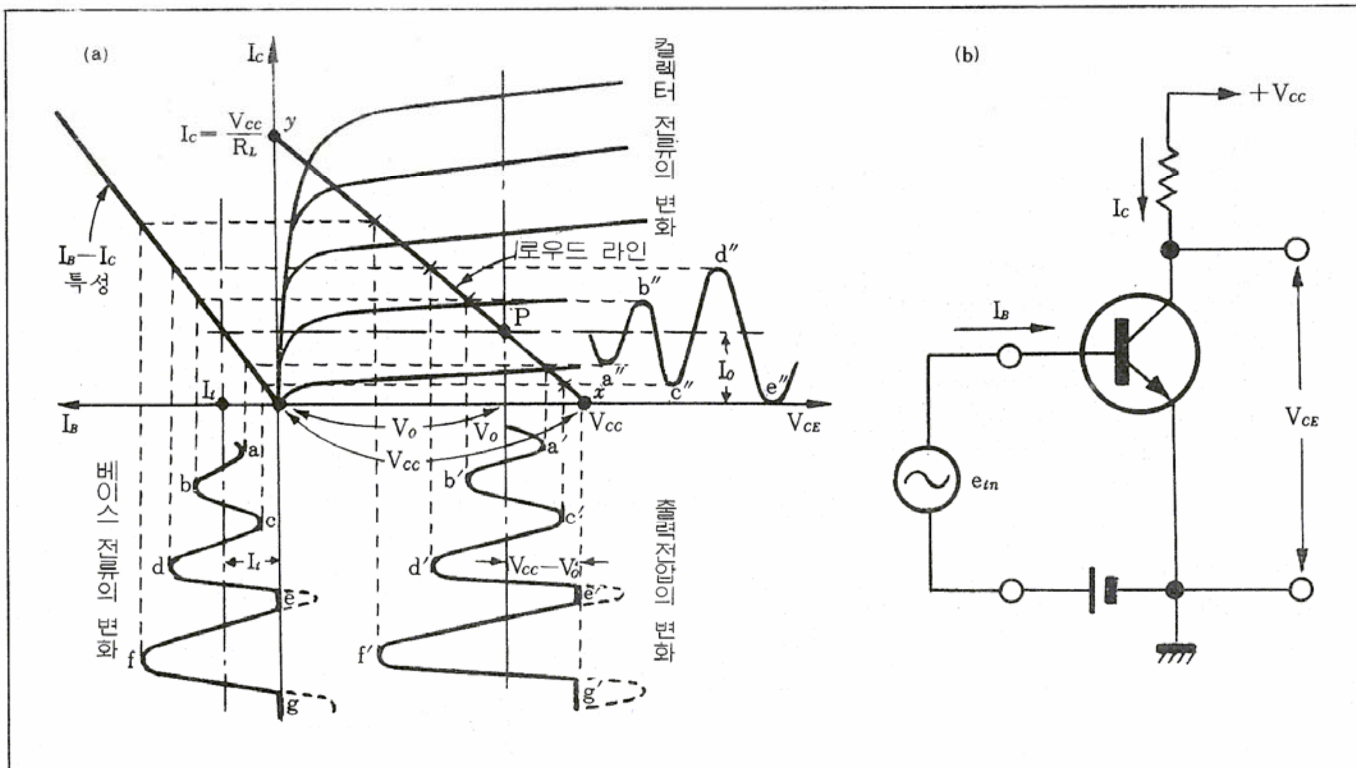
로우드 라인과 각 V_{CE}-I_C 특성 커어브와의 교점을 a, b, c, d라 하고, 각 점에 대응하는 베이스 전류 I_B와 컬렉터 전류 I_C의 그래프를 그리면 그림 (d)의 커어브 ABCD가 된다.

커어브 ABCD는 **I_B-I_C 동특성**이라 한다.

앞페이지의 I_B-I_C 정특성과 크게 다른 것은 로우드 라인과 I_C축과의 교점인 y점($I_C=V_{CC}/R_L$) 보다 큰 컬렉터 전류를 얻을 수 없는 점이다.

로우드 라인은 부하가 저항뿐일 때는 하나면 되지만, 콘덴서가 든 부하라든가 트랜스나 쵸우크와 같이 코일 부하인 경우는 직류 로우드 라인과 교류 로우드 라인의 2개가 필요하게 된다.

3·11 트랜지스터 A급 앰프의 동작



〔그림 27〕 트랜지스터 A급 앰프의 동작

트랜지스터의 V_{CE}-I_C 커어브, 로우드 라인을 알았으면, 저항부하의 트랜지스터 A급 앰프의 동작을 생각해 본다.

여기서 트랜지스터의 무신호 때의 동작점을 〔그림 27〕(a)의 로우드 라인 $\overline{xy}$상의 P점($V_{CE}=V_o$, $I_C=I_o$)에 놓고, 베이스·이미터간에 입력전압 e_{in}을 가했다고 하자. 〔그림 27〕(b)를 보기 바란다. 그림에서 e_{in}은 교류신호 전압으로서 ⊖기호는 **내부저항 제로의 교류전원**을 나타낸다.

e_{in}은 시간과 더불어 진동적으로 서서히 커지는 것이라고 한다면, 입력 베이스 전류 I_B는 그림 (a)의 제 3 상한에 보인 것과 같이 신호가 없을 때의 레벨(쇄선) I_b를 중심으로 하여 변화한다. 이 그림에 보인 a-b-c-d까지의 I_B는 문제가 없지만, e 점이 되면 점선의 베이스 전류가 되어야 하지만 실선의 베이스 전류 밖에 흐르지 않고, 결과적으로 출력전압 V_{CE}의 변화(제 4 상한을 보자)도 e′와 같이 점선 부분이 끊어져 버린다.

위와 같은 것은 g, g′점에 대해서도 말할 수 있다.

출력전압의 일부가 잘라지는 현상은 **클리핑**(clipping)이라 하는데, 이것이 일어나면 앰프의 동작은 정상이 아니고, 스테레오 앰프에서는 일그러진 매우 듣기 싫은 소리를 낸다.

그림 (a)에서 I_B가 쇄선에서 오른쪽으로 I_b 만큼 변화하면 $I_B=0$이 되고, 이때 출력전압의 진폭은 V_{CC}-V_o이다. I_B가 이 이상 오른쪽으로 향하여 변화해도 I_B는 제로, 출력전압의 진폭은 V_{CC}-V_o 그대로이다. (출력전압의 진폭은 무신호 때의 출력인 쇄선을 기준으로 하여 측정하고 있다).

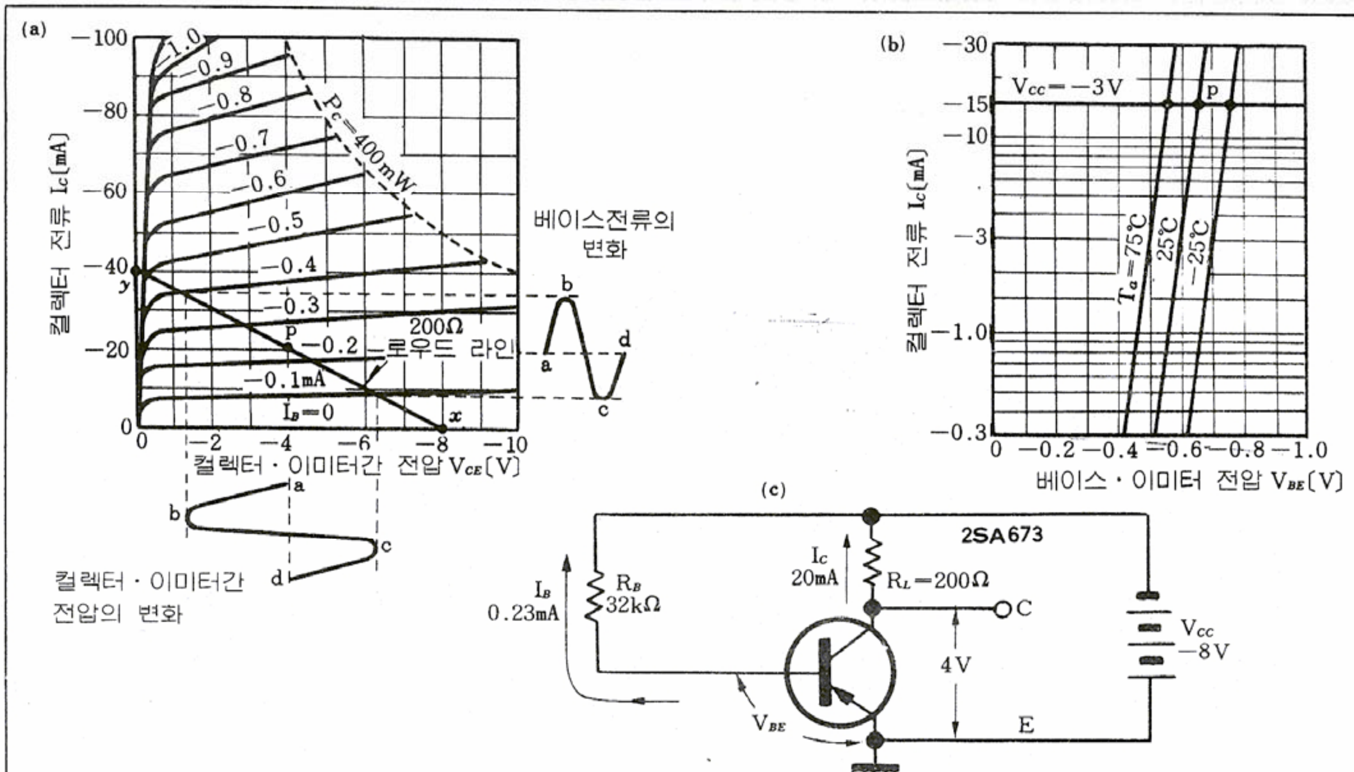
여기서 될 수 있는대로 큰 출력전압을 얻으려면 어떻게 하면 좋은지를 생각해 보자. P점을 오른쪽 아래, 즉 x점의 방향으로 옮기면 클리핑은 오히려 빨리 일어나 버리므로, 왼쪽 위의 y점을 향하여 움직인다. 이에 대해서 $V_{CE}=V_o$의 점도 왼쪽으로 이동하기 때문에, V_o의 값은 작아지고 출력전압의 진폭 V_{CC}-V_o는 크게 취할 수 있다.

그러나 너무 V_o를 작게 하면 이번에는 출력전압의 좌반분(b′, d′, f′의 각 점에 주목할 것)이 잘라져 나가므로 결국 P점은 로우드 라인 $\overline{xy}$의 중앙(중점)이 가장 적당하다는 것을 알 수 있다.

바꾸어 말하면 $V_o=V_{CC}/2$로 하는 것이다. 이 때 출력전압의 최대진폭도 $V_{CC}/2$가 된다.

이상과 같이 트랜지스터의 동작점은 로우드 라인의 중점에 두고, 클리핑 없이 증폭하는 앰프를 **A급 앰프**라 한다. 이에 대해 동작점을 〔그림 27〕(a)의 x점 가까이에 두는 앰프를 **B급 앰프**라 한다. B급 앰프는 반드시 클립하기 때문에 트랜지스터 1석만으로는 일그러짐이 없는 증폭을 할 수 없고, 스테레오 앰프에서는 트랜지스터를 2석 푸시풀 접속으로 하여 일그러짐을 제거하고 있다.

푸시풀 앰프에 대해서는 나중에 자세히 설명한다.



〔그림 28 2SA673을 사용한 A급 1단 앰프의 설계〕

여기서 2SA673을 사용한 A급 1단 앰프를 설계해 보자. 2SA673은 실리콘 PNP 에피택셜 플레이너형 트랜지스터인데, 스테레오 메인 앰프에 사용되는 파워 트랜지스터의 구동용 트랜지스터(드라이버라 한다)로서 가장 적합하다.

2SA673의 최대정격은 〔표 4〕와 같다.

〔표 4〕

컬렉터·베이스간 전압	V_{CBO}	−35 V
컬렉터·이미터간 전압	V_{CEO}	−35 V
이미터·베이스간 전압	V_{EBO}	−4 V
컬렉터 전류	I_C	−500 mA
허용 컬렉터 손실	P_C	400 mW
접합부 온도	T_j	125 ℃
보존 온도	T_{stg}	−55~+125 ℃

앰프의 전원전압 V_{CC}는 −8V로 하고 컬렉터 부하저항을 200Ω으로 택하면, 로우드 라인은 〔그림 28〕(a)의 $\overline{xy}$가 된다. A급 동작이기 때문에 동작점을 $\overline{xy}$의 중점 P에 둔다.

P점 V_{CE} 좌표를 읽으면 $V_{CE}=8V\div2=4V$이고, 컬렉터 전류 I_C는 20mA로 구해진다.

P점은 입력신호가 전혀 없을 때, 즉 제로 신호 때의 동작점이다. P점을 포함한 로우드 라인 $\overline{xy}$는 허용 컬렉터 손실 P_C=400mW의 안쪽에 있기 때문에 안전동작 영역 ASO에 들어 있다.

다음에 그림 (b)를 보자. 이 그림은 2SA673의 베이스·이미터간 전압 V_{BE}와 컬렉터 전류 I_C의 관계를 그린 그래프인데, 컬렉터 전류의 눈금은 등간격이 아니라 대수눈금으로 되어 있다. 왜 이와 같은 눈금을 사용하느냐 하면 컬렉터 전류로서 매우 작은 레벨인 −0.3mA부터 그 100배인 −30mA에 이르는 큰 범위가 작은 스페이스 속에 들어가 버리기 때문이다.

또 커어브가 되는 그래프가 직선으로 변하여 보기 쉽다는 잇점이 있다. 그림 (b)에서 T_a (주위온도)가 25℃일 때, I_C=−15mA의 라인과의 교점(제로 신호 때 동작점) P에 있어서의 V_{BE}를 읽으면 거의 −0.65V이다.

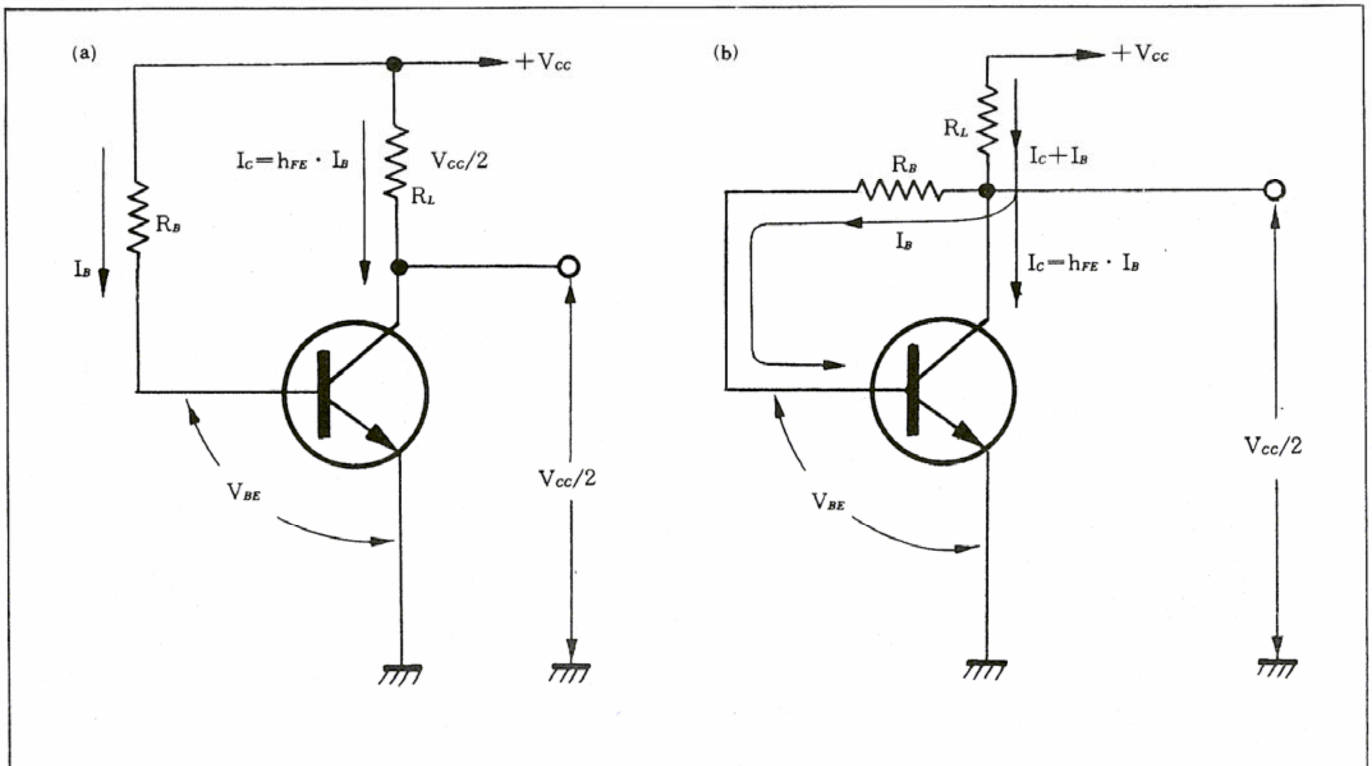
T_a=−25℃에서 V_{BE}는 약 −0.75V, T_a=75℃일 때는 −0.55V이다.

이상의 설명을 이해했으면 〔그림 28〕(c)을 보자. 그림에서 전원전압 V_{CC}=−8V, R_L=200Ω으로 알고 있지만 베이스 전류 I_B가 흐르고 있는 저항 R_B의 값은 불명이므로 R_B의 값을 계산하려는 것이다. R_B는 베이스·바이어스 저항이라 한다.

그림 (c)의 R_B에 오옴의 법칙을 적용하면 R_B 양끝의 전압은 $R_B\times I_B$이고, 여기에 V_{BE}를 더하면 전원전압 V_{CC}와 같기 때문에 다음의 식이 성립한다.

$$R_B\times I_B+V_{BE}=V_{CC} \quad \cdots\cdots(9)$$

그림 (a)에서 P점의 I_C, I_B로서 −20mA, −0.23mA, 그림 (b)에서 V_{BE}=−0.65V, V_{CC}=8V이므로 이것을 (9)식에 대입하여 R_B=32kΩ을 얻는다.



〔그림 29〕 고정, 자기의 각 바이어스 회로

앞 페이지에서 **2SA673**의 베이스 · 바이어스 저항 R_B를 계산했는데, 〔그림 28〕 (c)에 보인 베이스 · 바이어스 회로는 **고정 바이어스 회로**라 불린다. 한번 더 〔그림 29〕 (a)에 이것을 나타냈다.

고정 바이어스 회로는 저항 1개면 되고 간단히 만들 수 있지만, 주위온도가 바뀌면 트랜지스터의 컬렉터 전류도 변동하여 작동점이 벗어나기 쉬운 결점이 있다.

여기서 고정 바이어스 저항 R_B를 구하기 위한 편리한 계산식을 유도해 보자.

먼저, 〔그림 29〕(a)에서 다음의 관계를 얻을 수 있다.

$R_L \times I_C = V_{CC}/2$ ……(10)

(10)식은 A급 동작이기 위해서는, 제로신호 때에 트랜지스터의 컬렉터 · 이미터간 전압이 $V_{CC}/2$, 바꾸어 말하면 R_L 양 끝의 전압이 $V_{CC}/2$와 같다는 것을 나타내고 있다. 다음에

$R_B \times I_B + V_{BE} = V_{CC}$ ……(11)

(11)식은, R_B 양끝의 전압 $R_B \times I_B$에 베이스 · 이미터간 전압 V_{BE}를 가한 것은 전원전압 V_{CC}이다 …… 하는 관계를 나타내고 있다.

(11)식의 V_{BE}는 앞페이지의 그림 (b)에서도 알 수 있듯이 1V 이하의 낮은 전압이기 때문에 제 1 근사로서 V_{BE}를 생략하면,

$R_B \times I_B = V_{CC}$ ……(11)′

가 된다. (11)′식의 우변 V_{CC}는 (10)식의 우변 $V_{CC}/2$의 꼭 2배이므로

$2 \times R_L \times I_C = R_B \times I_B$ ……(12)

의 관계를 얻을 수 있다. **3·2**의 (3)식을 생각하면 $I_C = h_{FE} \times I_B$이고, 이 I_C를 (12)식의 좌변에 넣어

$2 \times R_L \times h_{FE} \times I_B = R_B \times I_B$

또 양변을 I_B로 나누면, R_B는

$\mathbf{2 \times h_{FE} \times R_L = R_B}$ ……(13)

로 주어진다.

앞 페이지의 **2SA673**의 h_{FE}는 $I_C \div I_B = 20\text{mA} \div 0.23\text{mA} \fallingdotseq 90$이므로 R_L의 200Ω의 2배에 h_{FE}의 90을 곱하면 R_B는

$R_B = 2 \times 200 \times 90 = 36,000\Omega = 36\text{k}\Omega$

으로 계산되고, (9)식을 사용하여 구한 32kΩ과 4kΩ의 차가 있지만 이것은 앞서 말한 바와 같이 V_{BE}를 생략했기 때문이다. 다음에 〔그림 29〕(b)의 자기 바이어스 회로에서는 같은 방식으로

$R_B \times I_B + V_{BE} = V_{CC}/2$ ……(14)

$R_L (I_C + I_B) = V_{CC}/2$ ……(15)

가 성립된다. 역시 (14)식에서 V_{BE}를 생략하고, I_B는 I_C보다 훨씬 작기 때문에 (15)식의 $I_C + I_B$를 I_C로 근사하면

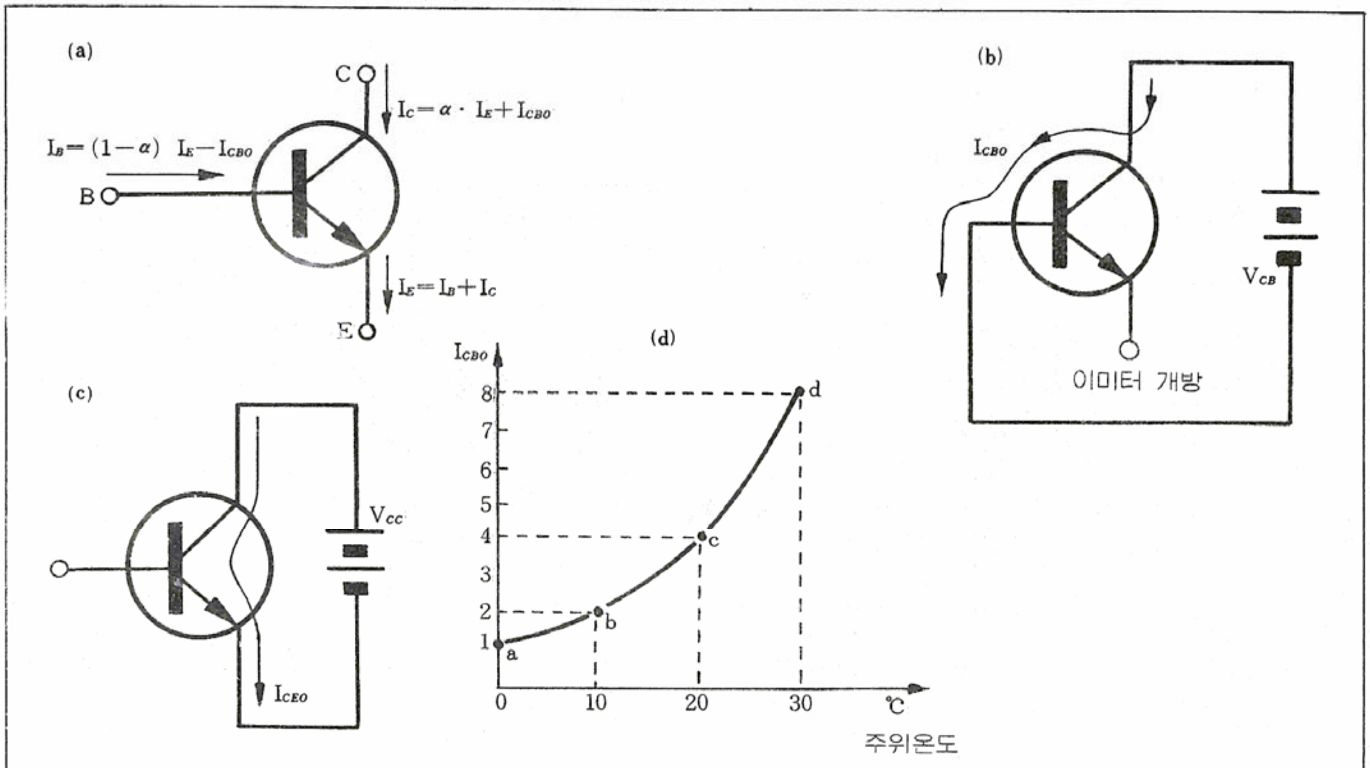
$R_B \times I_B = V_{CC}/2$ ……(14)′

$R_L \times I_C = V_{CC}/2$ ……(15)′

가 되고, $I_C = h_{FE} \times I_B$의 관계를 사용하면 R_B의 계산식 (16)을 얻는다.

$\mathbf{R_B = h_{FE} \times R_L}$ ……(16)

3·14 컬렉터 차단전류의 I_{CBO}에 대하여



〔그림 30〕컬렉터 차단전류 I_{CBO}

트랜지스터의 정격표를 보면 **컬렉터 차단 전류** I_{CBO}라는 것이 있다. 시험적으로 I_{CBO}의 실례를 들면 〔표 5〕와 같다.

〔표 5〕

형 번	I_{CEO} 최대값	측 정 조 건
2SA673 (소출력)	$-0.5\mu A$	$V_{CB}=-20V,\ I_E=0$
2SC281 (소출력)	$0.1\mu A$	$V_{CB}=20V,\ I_E=0$

2SA673의 I_{CBO}가 $-0.5\mu A$와 같이 마이너스 부호가 붙어 있는 것은 PNP트랜지스터이기 때문이다. 모두 측정조건은 $I_E=0$으로 되어 있기 때문에 이미터 개방임을 알 수 있다. 즉 I_{CBO}는 이미터 개방으로서 컬렉터·베이스간에 전압 V_{CB}를 걸었을 때 컬렉터에서 베이스를 향하여 흐르는 전류이다.

〔그림 30〕(a)는 엄밀히 표현한 각 전극을 흐르는 전류이다. **〔그림 17〕**(d)와 비교하면 두가지의 차이를 잘 알 수 있다. 즉 **〔그림 17〕**(d)에서는

$I_C = \alpha \cdot I_E,\quad I_B = (1-\alpha)\ I_E$

였는데 대하여, **〔그림 30〕**(a)에서는

$$I_C = \alpha \cdot I_E + I_{CBO} \quad \cdots\cdots(17)$$

$$I_B = (1-\alpha)\ I_E - I_{CBO} \quad \cdots\cdots(18)$$

로 되어 있다. 즉 **〔그림 30〕**(a)에서는 I_C, I_B가 모두 I_{CBO}의 항이 가해져 있는 것이다. **〔표 5〕**에서 알 수 있듯이 I_{CBO}는 μA급의 미소전류이기 때문에 보통은 생략하여 $I_C = \alpha \cdot I_E$, $I_B = (1-\alpha)\ I_E$라고 해도 되는 것이다.

여기서 이미터를 개방하여 **〔그림 30〕**(b)와 같이 컬렉터·베이스간에 전압 V_{CB}를 걸면 (17), (18) 식에서 $I_E=0$으로 놓은

$I_C = I_{CBO}$ (컬렉터에 유입)

$I_B = -I_{CBO}$ (베이스에서 유출)

의 전류가 흐른다.

다음에 그림(c)에서는 베이스를 개방하고, 컬렉터에서 이미터로 흐르는 전류를 I_{CEO}로 나타내고 있다. (18)식에서 $I_B=0$으로 놓고(베이스는 개방되어 있기 때문에 $I_B=0$이다.) I_E를 구하면 이것이 I_{CEO}이므로

$$I_{CEO} \doteqdot \frac{I_{CBO}}{1-\alpha} \quad \cdots\cdots(19)$$

가 된다. **3·2**의 (3)식에 의하면

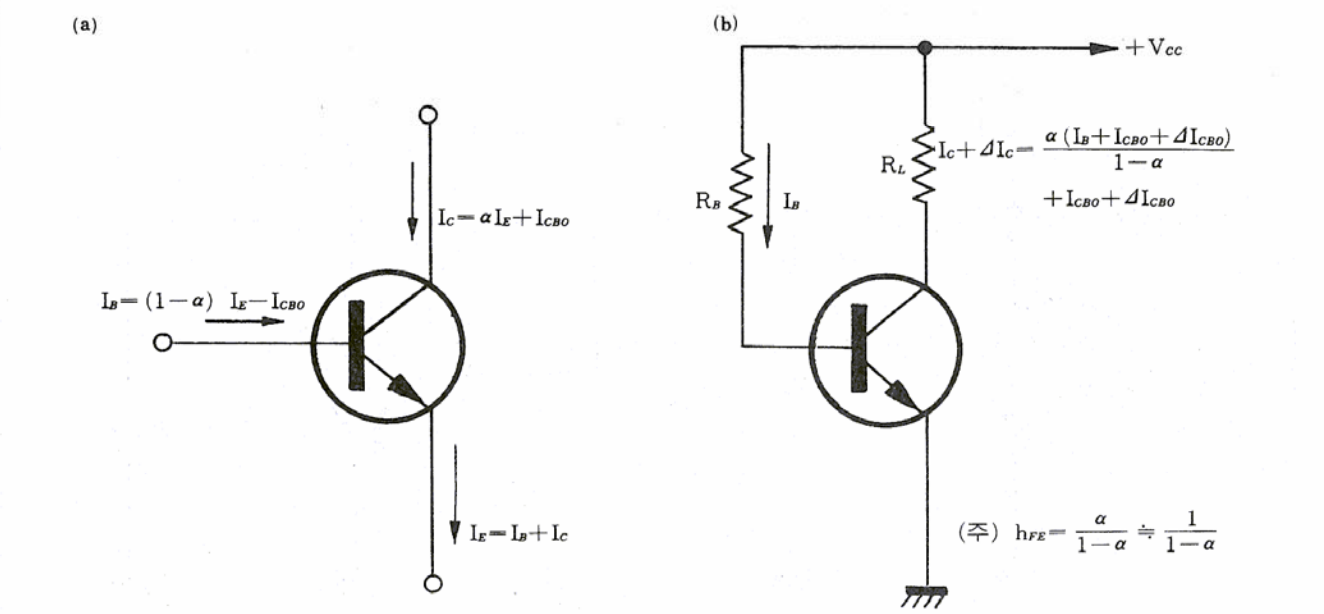
$$h_{FE} \doteqdot \frac{1}{1-\alpha} \text{ 이므로,}$$

$$I_{CEO} = h_{FE} \times I_{CBO} \quad \cdots\cdots(19)'$$

의 관계가 있다. $h_{FE}=100$이라면 I_{CEO}는 I_{CBO}의 100배가 되는 것이다. I_{CBO}는 온도에 따라 **〔그림 30〕**(d)와 같이 변하고, 온도가 10℃ 상승할 때마다 I_{CBO}는 거의 2 배씩 증가한다.

구형의 게르마늄 트랜지스터는 I_{CBO}가 수μA나 되고, 온도에 의한 I_{CBO}의 변화도 컸지만, 실리콘 트랜지스터의 등장으로 I_{CBO}의 값은 거의 1자리 작아지고 온도에 대하여 안정된 회로를 만들 수 있게 되었다.

3·15 고정 바이어스회로의 안정지수(S팩터)



〔그림 31〕 고정 바이어스회로의 안정지수

3·15, 3·16, 3·17 의 각 절은 트랜지스터 회로의 온도에 대한 안정성을 나타낸다. 수식이 지금까지보다 좀 많이 나오지만, 내용은 중학생이면 충분히 이해할 수 있는 정도이다. 다만, 국민학생 여러분은 좀 어려우므로 이해할 수 없으면 뛰어 넘어도 상관없다.

앞페이지에서 I_{CBO}(컬렉터 차단전류)는 온도가 10℃ 상승하면 거의 2배로 붓는다는 이야기를 했는데, I_{CBO}가 불으면 컬렉터 전류도 증가하는 것이다. *주석

그 때문에 애써 정한 트랜지스터의 동작점이 주위온도의 변화에 의하여 달라져 버린다. 다만 바이어스 회로를 잘 택하면 같은 I_{CBO}의 변화, 즉 같은 온도의 변화에 대하여 컬렉터 전류의 변동을 적게 억제할 수 있다.

온도에 의한 컬렉터 전류변화의 비율을 나타내는 것이 안정지수(stability factor)로서 S팩터라고도 한다. S팩터는 다음 식으로 표현된다.

$$\Delta I_C = S \cdot \Delta I_{CBO} \quad \cdots\cdots (20)$$

위 식에서 ΔI_{CBO}는 온도가 변했기 때문에 생긴 I_{CBO}의 변동분, 즉 증가분 또는 감소분이다. 감소할 때는 마이너스의 부호가 붙는다. ΔI_C는 컬렉터 전류 I_C의 변동분이다.

(20)식에서 알 수 있는 것은, 컬렉터 전류 변동분의 ΔI_C를 작게 하려면

(1) S를 작게 한다.

(2) ΔI_{CBO}를 작게 한다. 이 때문에 앞페이지에서 설명한 이유에 의하여 I_{CBO}가 작은 트랜지스터를 사용하는 2가지 방법이 있다.

〔그림 31〕(a)는 〔그림 30〕(a)와 같은 그림이지만 복습을 겸해서 한번 더 보기 바란다. 이 그림을 사용하여 I_C와 I_B의 관계를 구하면 다음과 같이 된다.

$$I_B = (1-\alpha)\ I_E - I_{CBO}$$

를 사용하여 I_E를 I_B로 나타내면, $I_E = (I_B + I_{CBO}) / (1-\alpha)$이므로 I_C는 다음 식으로 주어진다.

$$I_C = \alpha \cdot I_E + I_{CBO} = \frac{\alpha (I_B + I_{CBO})}{1-\alpha} + I_{CBO} \quad \cdots\cdots (21)$$

여기서, I_{CBO}가 $I_{CBO} + \Delta I_{CBO}$로 변하고, 이 때문에 I_C가 $I_C + \Delta I_C$로 변했다고 하면, (21)식에서

$$I_C + \Delta I_C = \frac{\alpha (I_B + I_{CBO} + \Delta I_{CBO})}{1-\alpha} + I_{CBO} + \Delta I_{CBO} \cdot (21)'$$

가 되고, 위 식의 양변에서 (21)식의 양변을 빼고

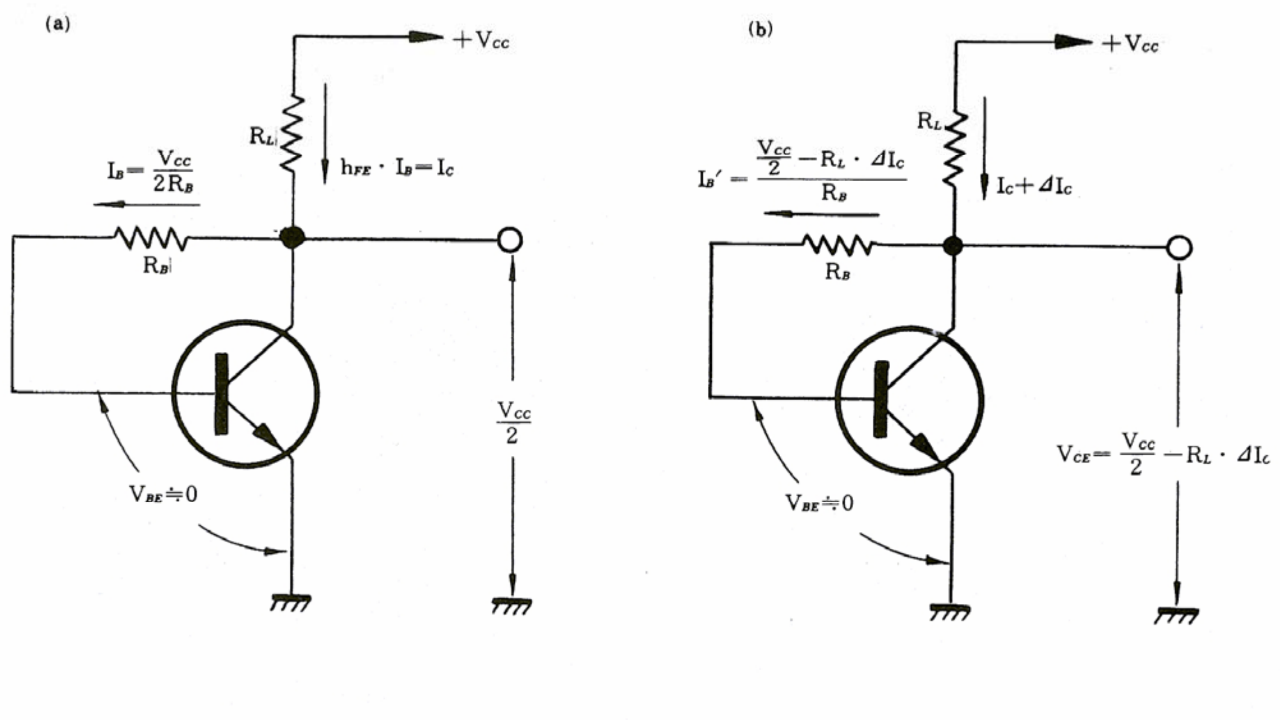
$$\Delta I_C = \frac{\alpha \cdot \Delta I_{CBO}}{1-\alpha} + \Delta I_{CBO} \quad \cdots\cdots (22)$$

를 얻는다. **3·2** 의 (3)식에 의하면, $\alpha / (1-\alpha) = h_{FE}$이므로 (22)식은 $\Delta I_C = (h_{FE}+1)\Delta I_{CBO}$로 변형되고, (20)식과 비교함으로써 다음과 같이 된다.

$$S = h_{FE} + 1 \fallingdotseq h_{FE} \quad \cdots\cdots (23)$$

*주석 : 컬렉터 전류는 I_{CBO}뿐 아니라 V_{BE}나 h_{FE}의 온도 변화에 따라서도 변한다.

3·16 자기 바이어스 회로의 안정지수(S팩터)



〔그림 32〕 자기 바이어스회로의 안정지수

앞페이지의 (23)식에 의하면 고정 바이어스 회로의 S팩터는 $h_{FE}+1 \fallingdotseq h_{FE}$이므로 직류전류 증폭률이 큰 트랜지스터일수록 S도 크고, 온도에 의한 컬렉터 전류의 변동이 심해진다. 이에 대해서 자기 바이어스 회로는 일종의 자동제어가 걸리기 때문에 온도변화에 대한 컬렉터 전류의 변화는 적은 것이다.

〔그림 32〕(a)는 온도변화가 생기기 전의 상태로서, 베이스 전류 I_B는 베이스·이미터간 전압V_{BE}를 0V로 근사하여

$$I_B = V_{CC}/2\,R_B \quad \cdots\cdots (24)$$

로 줄 수 있다. 또 컬렉터 전류 I_C는 **3·2**의 (2)식과 (3)식에 의하여

$$I_C = h_{FE} \cdot I_B = \alpha \cdot I_B/(1-\alpha) \quad \cdots\cdots (25)$$

로 표시된다.

〔그림 32〕(b)는 온도변화에 의하여 (a)의 컬렉터 전류 I_C가 $I_C + \Delta I_C$로 증가한 상태를 나타내고 있다. 그 때문에 트랜지스터의 컬렉터·이미터간 전압 V_{CE}는

$$V_{CE} = \frac{V_{CC}}{2} - R_L \cdot \Delta I_C \quad \cdots\cdots (26)$$

로 감소된다. 따라서 베이스·바이어스저항 R_B를 흐르는 베이스 전류 I_B'는 베이스·이미터간 전압 V_{BE}를 0V로 근사하면,

$$I_B' = \frac{(V_{CC}/2) - R_L \cdot \Delta I_C}{R_B} \quad \cdots\cdots (27)$$

로 되어 (24)식의 값보다 감소된다.

한편 (27)식의 I_B'를 앞페이지의 (21)'식의 I_B에 대입하면

$$I_C + \Delta I_C = \frac{\alpha\{(V_{CC}/2R_B) - (R_L \cdot \Delta I_C/R_B) + I_{CBO} + \Delta I_{CBO}\}}{1-\alpha} + I_{CBO} + \Delta I_{CBO} \quad \cdots\cdots (28)$$

를 얻는다. (28)식에서 $\Delta I_C = 0$, $\Delta I_{CBO} = 0$으로 놓으면

$$I_C = \frac{\alpha\{(V_{CC}/2R_B) + I_{CBO}\}}{1-\alpha} + I_{CBO} \quad \cdots\cdots (28)'$$

(28)식의 양변에서 (28)'식의 양변을 빼면

$$\Delta I_C = \frac{-\alpha(R_L \cdot \Delta I_C/R_B)}{1-\alpha} + \frac{\alpha \cdot \Delta I_{CBO}}{1-\alpha} + \Delta I_{CBO}$$

또, 위 식에서 $\alpha/(1-\alpha) = h_{FE}$라고 놓고 ΔI_C에 대하여 풀면 (29)식과 같이 된다.

$$\Delta I_C = \frac{(h_{FE}+1) \cdot \Delta I_{CBO}}{1 + (h_{FE} \cdot R_L/R_B)} \quad \cdots\cdots (29)$$

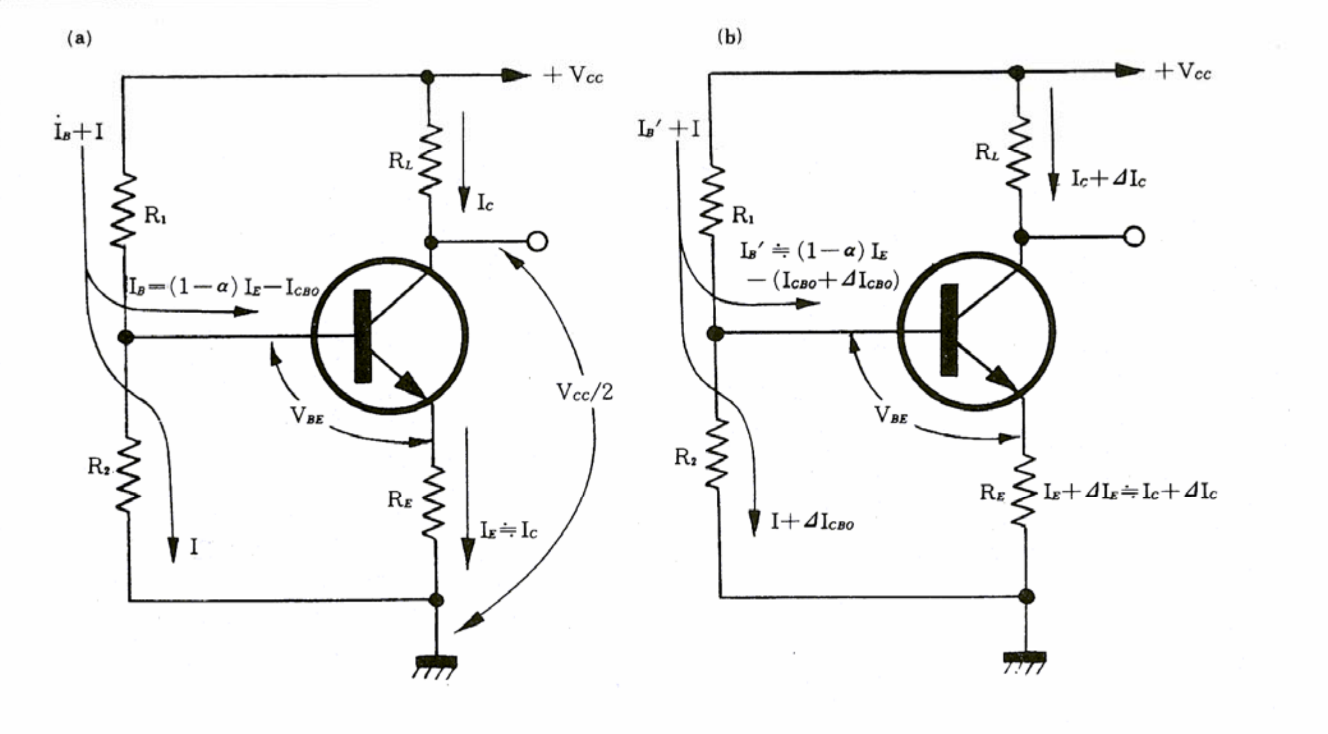
3·13의 (16)식에 의하면 자기 바이어스의 R_B는 $h_{FE} \cdot R_L$과 같기 때문에 (29)식의 분모의 $(h_{FE} \cdot R_L/R_B)$는 1이 되고, (29)식은

$$\Delta I_C = \frac{(h_{FE}+1)}{2} \cdot \Delta I_{CBO}$$

라고 쓸 수 있다. 따라서 S는

$$S = \frac{h_{FE}+1}{2} \fallingdotseq \frac{h_{FE}}{2} \quad \cdots\cdots (29)'$$

로서 고정 바이어스의 반으로 줄어졌다.



〔그림 33〕 전류 궤환 바이어스의 안정지수

전류 궤환(feedback) 바이어스회로의 접속은 〔그림 33〕에 보인 것과 같이 좀 복잡하다. 베이스 전류 I_B는 저항 R_1, R_2, R_E, R_L의 모두와 관계가 있고, 전류 **궤환** 바이어스회로의 설계는 엄밀하게 하려고 하면 귀찮다. 그러나 최근의 트랜지스터는 직류 전류증폭률이 상당히 크기 때문에 베이스 전류는 다른 각부를 흐르는 전류보다 훨씬 작아지고, 근사적인 취급을 쉽게 할 수 있다.

이를테면 〔그림 33〕(a)에서 저항 R_2를 흐르는 전류를 I라 하고, I가 I_B에 비해서 충분히 크다고 하면 I_B를 생략하고 R_1, R_2를 흐르는 전류는 단순한 I라고 생각할 수 있다.

전류 I의 값은 위의 근사에 의하여

$$I = V_{CC}/(R_1+R_2) \quad \cdots\cdots (30)$$

로 줄 수 있다.

트랜지스터의 베이스·이미터간 전압을 V_{BE}라 하면

$$R_2 \cdot I = V_{BE} + R_E \cdot I_E \fallingdotseq V_{BE} + R_E \cdot I_C \quad \cdots\cdots (31)$$

가 성립된다.

또, A급 동작의 조건에서 다음의 관계가 있다.

$$(R_L+R_E)I_C = V_{CC}/2 \quad \cdots\cdots (32)$$

여기서 전류 **궤환** 바이어스회로의 안정지수를 구해 보자. 〔그림 33〕(a)에서 알 수 있듯이 R_2를 흐르는 전류를 I, 베이스 전류를 I_B라 하면 R_1에는 양 전류의 합인 $I+I_B$가 흐르고 있다.

I_B는 **3·14**의 (18)식에 의하여 다음과 같이 주어진다.

$$I_B = (1-\alpha)I_E - I_{CBO}$$

〔그림 33〕(b)는 주위온도가 변하고, 컬렉터 차단전류 I_{CBO}는 $I_{CBO}+\Delta I_{CBO}$로, 컬렉터 전류 I_C는 $I_C+\Delta I_C$로 증가해 있다. 이미터 전류도 $I_E+\Delta I_E$로 변하지만 제 1 근사로서 $I_E+\Delta I_E \fallingdotseq I_C+\Delta I_C$($\fallingdotseq$는 거의 같다는 기호)로 나타났다. 이때의 베이스 전류 I_B'는

$I_B' = (1-\alpha)(I_E+\Delta I_E) - (I_{CBO}+\Delta I_{CBO})$가 되는데, $(1-\alpha)$, ΔI_E는 ΔI_{CBO}에 비해서 충분히 작은 것으로서 생략하면

$$I_B' \fallingdotseq (1-\alpha)I_E - (I_{CBO}+\Delta I_{CBO})$$

로 나타낼 수 있다. I_B가 I에 비해서 충분히 작다고 하면, I_B+I(또는 $I_B'+I$)는 온도 변화의 전후, 즉 그림 (a)와 (b)로 변하지 않는다고 생각할 수 있고, 그림 (b)에서 R_2를 흐르는 전류는 $I+\Delta I_{CBO}$로 증가한다.

그림 (b)에서

$$R_2(I+\Delta I_{CBO}) = V_{BE} + R_E(I_C+\Delta I_C) \quad \cdots\cdots (33)$$

그림(a)에서

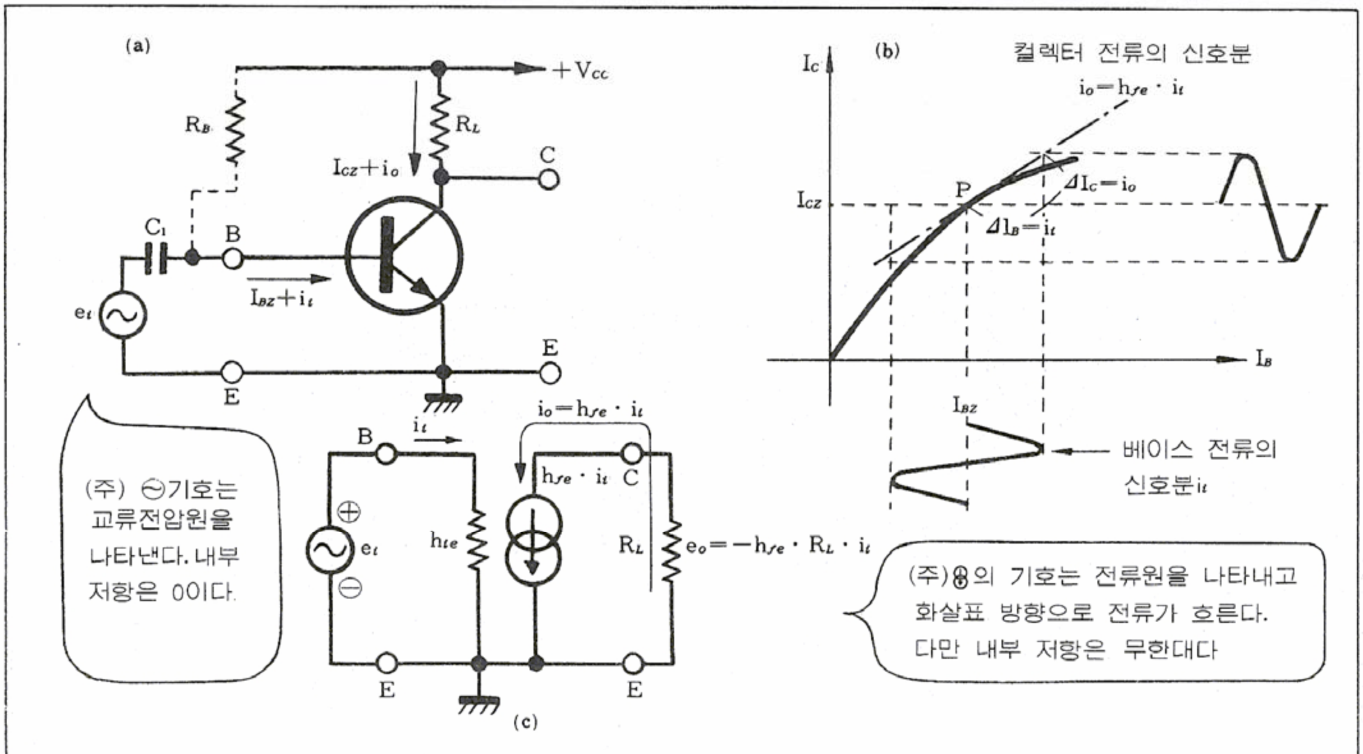
$$R_2 I = V_{BE} + R_E \cdot I_C \quad \cdots\cdots (34)$$

(33)식의 양변에서 (34)식의 양변을 빼면 $R_2 \cdot \Delta I_{CBO} = R_E \cdot \Delta I_C$를 얻을 수 있으므로 $\Delta I_C = (R_2/R_E) \cdot \Delta I_{CBO}$가 되어 S는

$$S = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_{CBO}} \fallingdotseq \frac{R_2}{R_E} \quad \cdots\cdots (35)$$

로 구할 수 있다.

3·18 고정 바이어스형 이미터 접지 1단 앰프의 교류동작



〔그림 34〕 이미터 1단 접지 앰프의 교류 동작

지금까지 고정 바이어스, 자기 바이어스, 전류 궤환 바이어스와 입력신호를 생각하지 않는 이미터 접지 1단 앰프의 바이어스 방식에 대하여 살펴보았다. 말하자면 앰프의 직류동작을 조사해 온 셈인데, 앰프의 본질을 알기 위해서는 교류동작을 알지 않으면 안된다.

〔그림 34〕(a)는 입력전압 e_i를 베이스 B와 이미터E 사이에 받고, 출력을 컬렉터C와 이미터E간에서 꺼낸다. 고정 바이어스형 이미터 접지 1단 앰프의 회로도이다.

이 그림을 잘 보면 베이스에는 전류 $I_{BZ}+i_i$가 흐르고, 컬렉터 전류는 $I_{CZ}+i_o$로 되어 있다. I_{BZ}는 베이스 전류의 직류분으로서, 입력 교류신호 e_i가 0일 때의 베이스 전류이다. i_i는 e_i에 의한 교류 베이스 전류로서, 일명 **입력전류**라고도 부른다. 이에 대해 I_{CZ}는 컬렉터 전류의 직류분으로서 베이스 전류의 I_{BZ}에 해당한다. 트랜지스터의 직류전류 증폭률을 h_{FE}라 하면

$$I_{CZ}=h_{FE}\cdot I_{BZ} \quad \cdots\cdots (36)$$

로 나타낼 수 있다. I_{CZ}는 입력전압 $e_i=0$일 때의 컬렉터 전류라 해도 좋다. (〔그림 34〕에서 e_i와 베이스B 사이에 콘덴서 C_1이 들어 있는데, 이것은 $e_i=0$일 때 베이스가 직류적으로 어어드되는 것을 방지하는 것으로서, 교류동작에는 영향이 없도록 용량을 택해 놓았다. ⊖기호는 내부저항이 0인 교류 전압원이라는데 주의하기 바란다.) 이상의 관계를 I_B-I_C 특성상에 나타내면 〔그림 34〕(b)와 같이 된다.

제로 신호 때 ($e_i=0$)의 동작점 P는 $I_B=I_{BZ}$, $I_C=I_{CZ}$의 좌표로 주어진다. P점을 중심으로 하여 교류 입력전압 e_i에 의하여 I_B가 ΔI_B만큼 증가하면, 이것은 교류 입력전류 i_i가 주어진 셈인데, 컬렉터 전류는 $I_{CZ}+\Delta I_C=I_{CZ}+i_o$로 변한다.

이때 ΔI_C와 ΔI_B의 비를 h_{fe}라고 쓰고, h_{fe}를 **소신호 교류전류 증폭률**이라 한다.

$$\Delta I_C/\Delta I_B=i_o/i_i=h_{fe} \quad \cdots\cdots (37)$$

h_{fe}는 P점에서 I_B-I_C 특성곡선으로 그은 접선(쇄선)의 구배라고 생각할 수 있다. (36)식과 (37)식을 잘 비교해 보기 바란다.

다음에 〔그림 34〕(c)를 보자. 이 그림 (a)의 간이 등가회로에서 e_i, e_o, h_{ie}, h_{fe}, i_i, i_o, R_L에 관한 이하의 여러 식을 유도해 낼 수 있다.

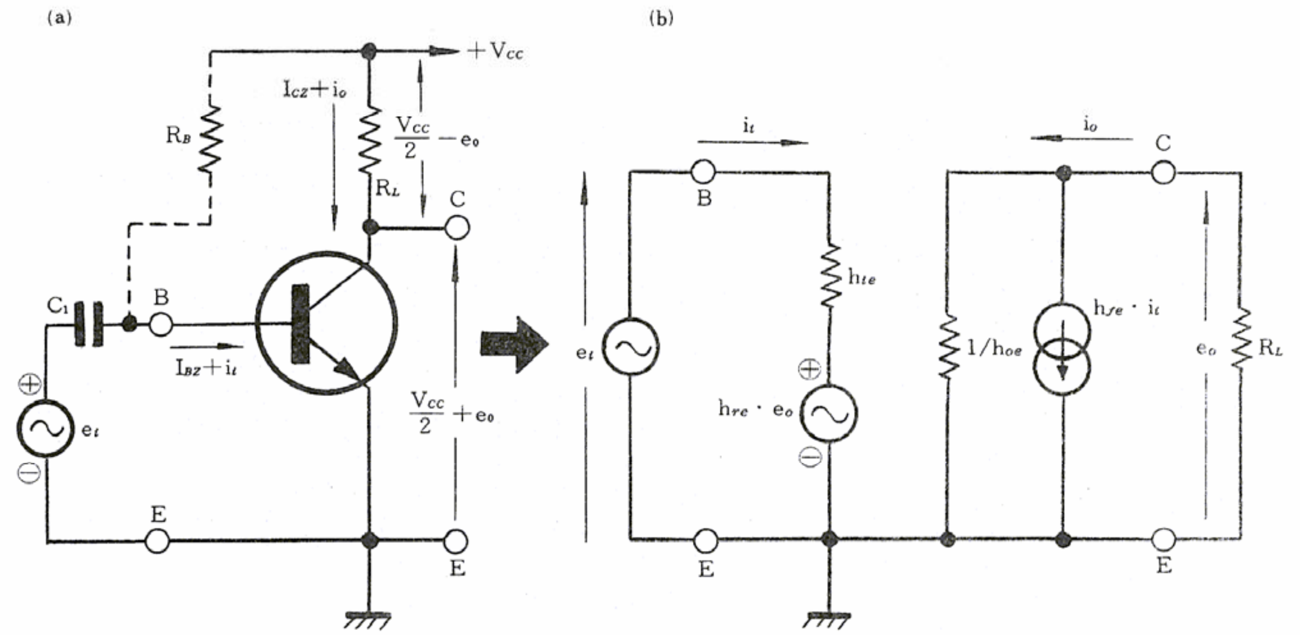
$$e_i=h_{ie}\cdot i_i \quad \cdots\cdots (38)$$

$$e_o=-i_o\times R_L=-h_{fe}\cdot i_i\times R_L \quad \cdots\cdots (39)$$

e_o에 마이너스의 부호가 붙는 것은 그림 (c)의 전류방향, 즉 e_i의 B쪽이 ⊕, E쪽이 ⊖일 때 e_o의 C쪽은 E쪽보다도 마이너스의 전압이 되기 때문이다. h_{ie}는 **입력저항**이라 불린다. (39)식의 양변을 (38)식의 양변으로 나누면 출력전압 e_o와 입력전압 e_i의 비, 즉 **전압게인** G_v를 얻을 수 있다.

$$G_v=\frac{e_o}{e_i}=\frac{-h_{fe}\cdot R_L}{h_{ie}} \quad \cdots\cdots (40)$$

3·19 트랜지스터의 h파라미터



〔그림 35〕 트랜지스터의 h파라미터 표시

트랜지스터의 핸드북을 보면 흔히 h 파라미터라는 것이 나와 있다. h파라미터는 트랜지스터의 교류동작을 나타내는데 편리하고, 앞페이지에 나온 h_{ie}(입력저항)나 h_{fe}(교류 소신호 전류증폭률)는 h파라미터의 일부이다.

h파라미터는 모두 4개가 있는데, 각각 h_i, h_r, h_f, h_o의 기호로 표시되지만 이미터 접지형인 경우, 서픽스에 e를 붙여 h_{ie}, h_{re}, h_{fe}, h_{oe}로 한다. 앞페이지의 h_{ie}와 h_{fe}는 이들 이미터 접지 때 h파라미터의 부류에 속했던 것이다.

〔그림 35〕(a)는 앞페이지에도 든 이미터 접지 1단 앰프의 회로도이다. 베이스 전류와 컬렉터 전류의 직류분 I_{BZ}, I_{CZ}를 제외한 교류분 i_i, i_o 및 입력 교류전압 i_i, 및 출력 교류전압 e_o에 대한 엄밀한 등가회로를 그리면 〔그림 35〕(b)가 된다. 이 그림에서 이하의 각 식을 얻을 수 있다.

$$\begin{cases} e_i = h_{ie}\cdot i_i + h_{re}\cdot e_o \quad \cdots\cdots (41) \\ i_o = h_{fe}\cdot i_i + h_{oe}\cdot e_o \quad \cdots\cdots (42) \end{cases}$$

(1) (41)식의 의미는 다음과 같다. 입력전압 e_i (화살표 방향을 +로 한다)에 의해서 입력전류 i_i가 화살표 방향으로 흐르고(그림에 나타낸 방향을 +로 한다), 입력저항 h_{ie}에 의해서 전압 $h_{ie}\cdot i_i$를 일으키는데, 출력전압 e_o의 h_{re}배가 h_{ie}에 직렬로 들어 있기 때문에 e_i는 $h_{ie}\cdot i_i$와 $h_{re}\cdot e_o$의 합과 같은 것이다.

(2) (42)식을 보면 출력전류 i_o(화살표 방향을 +로 한다)는 전류원에 의한 $h_{fe}\cdot i_i$와 출력전압(마찬가지로 화살표의 방향을 +로 한다) e_o가 저항 $1/h_{oe}$에 걸려 흐르는 전류 $h_{oe}\cdot e_o$의 합이 된다.

앞페이지에서는 간이형 등가회로를 사용하여 입력저항 h_{ie}, 전압 게인 $-h_{fe}\cdot R_L/h_{ie}$를 구했으나 〔그림 35〕(b)를 사용하면 엄밀한 입력저항, 전압게인의 계산을 할 수 있다. 결과를 적으면 다음과 같다.

〔표 6〕

$$\text{입력저항 } Z_i = h_{ie} - \frac{h_{re}\cdot h_{fe}}{h_{oe}+(1/R_L)} \quad \cdots\cdots (43)$$

$$\text{전압게인 } G_v = \frac{-h_{fe}}{h_{ie}\{h_{oe}+(1/R_L)\}-h_{re}\cdot h_{fe}} \quad \cdots\cdots (44)$$

여기서 〔그림 35〕(b)의 R_L을 단락, 즉 $R_L=0$라고 하면 e_o는 제로가 되고, 결과적으로 (41), (42)식은

$$e_i = h_{ie}\cdot i_i \;\cdots\cdots (41)' \qquad i_o = h_{fe}\cdot i_i \;\cdots\cdots (42)'$$

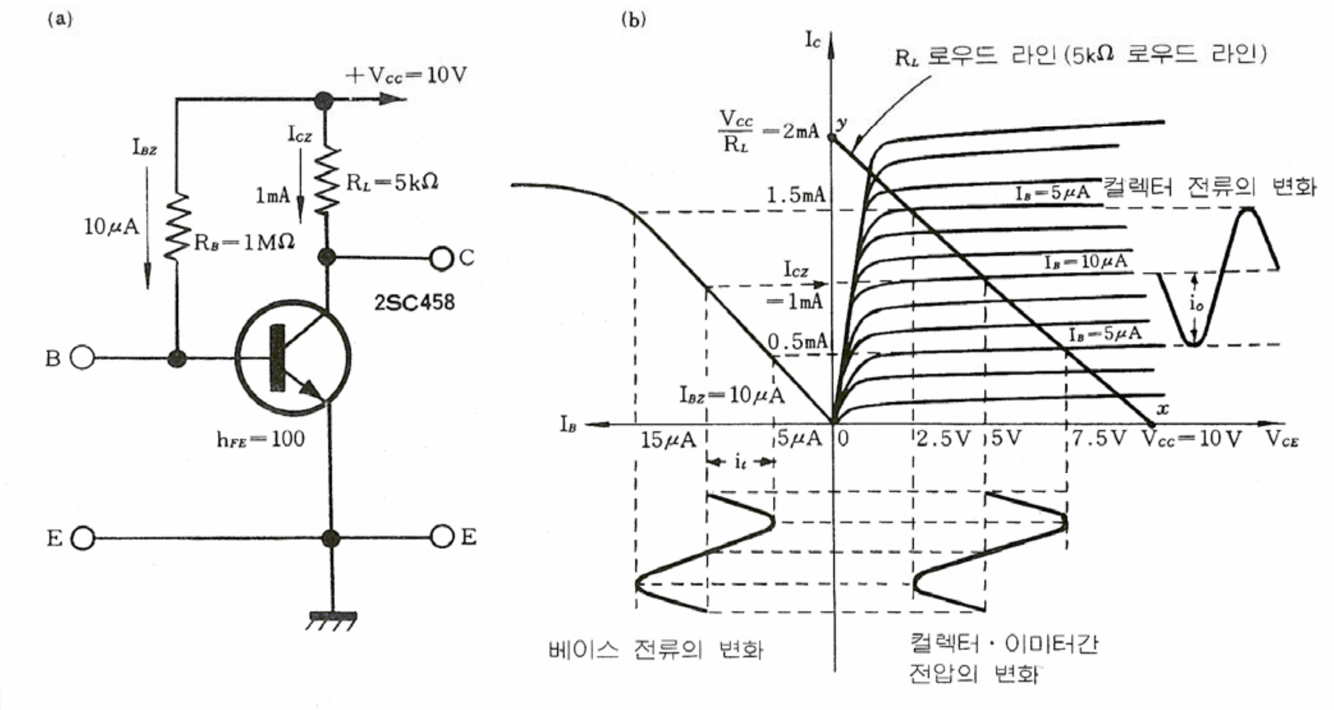
로 바뀐다. 그 때문에 h_{ie}는 **출력 단락 때의 입력저항**, h_{fe}는 **출력 단락 때의 전류증폭률**이라 한다.

또, 그림 (b)에서 입력을 개방하면 $i_i=0$이기 때문에 (41), (42)식은

$$e_i = h_{re}\cdot e_o \;\cdots\cdots (41)'' \qquad i_o = h_{oe}\cdot e_o \;\cdots\cdots (42)''$$

의 형태를 취한다. h_{re}는 **입력 개방 때의 전압 궤환률**, h_{oe}는 **입력 개방 때의 출력 어드미턴스**라 한다.

3·20 고정 바이어스 방식의 이미터 접지 1단 앰프를 설계하자



〔그림 36〕 이미터 접지 1단 앰프의 설계

2SC458을 사용하여 고정 바이어스식 이미터 접지 1단 앰프를 설계해 보자. 그 최대정격과 전기적 특성을 간추려 보면 다음과 같다.

〔표 7〕

최대 정격(주위온도 T_a=25℃)		
컬렉터 · 베이스 전압 V_{CBO}	30	V
컬렉터 · 이미터 전압 V_{CEO}	30	V
이미터 · 베이스 전압 V_{EBO}	5	V
컬렉터 전류 I_C	100	mA
허용 컬렉터 손실 P_C	200	mW
접합부온도 T_j	125	℃
보존온도 T_{stg}	−55～+125	℃

〔표 8〕

전기적 특성(T_a=25℃)	최 소	표 준	최 대
컬렉터 차단전류 I_{CBO} (V_{CB}=18V, I_E=0)	—	—	0.5μA
직류전류 증폭률 h_{FE} (V_{CE}=12V, I_C=2mA)	100	—	500

〔표 9〕

h 파라미터 (V_{CE}=5V, I_C=1mA, f=270Hz)
h_{ie} …… 4kΩ
h_{re} …… 50×10⁻⁶ → 50×10^{-6}
h_{fe} …… 150
h_{oe} …… 22μ℧ (℧는 Ω의 역수, μ℧는 100만분의 1℧) (μ: 마이크로 모오)

또 **2SC458**에는 직류전류 증폭률의 크기에 의한 분류가 있고, Ⓑ는 h_{FE}=100～200, Ⓒ는 h_{FE}=160～320, Ⓓ는 h_{FE}=250～500으로 되어 있다. 여기서 사용하는 **2SC458**은 Ⓑ에 속하고, V_{CE}=5V, I_C=1mA로서 h_{FE}=100으로 한다.

〔**발전 Ⅰ**〕 먼저 전원전압을 10V로 택하고, 컬렉터 전류를 1mA로 한다. A급 동작의 조건에서 V_{CE}=5V가 된다.

〔**그림 36**〕(a)에서 R_L을 계산한다.

R_L=5V/1mA=5,000Ω=5kΩ(1kΩ은 1,000Ω)

〔**발전 Ⅱ**〕 다음에 고정 바이어스저항 R_B는 **3·13**의 (13)식으로 주어진다.

$R_B=2\times h_{FE}\times R_L$

사용하는 **2SC458** Ⓑ의 h_{FE}는 100, R_L은 발전 Ⅰ의 계산으로 5kΩ이므로 $R_B=2\times100\times5\text{k}\Omega=1{,}000\text{k}\Omega=1\text{M}\Omega$을 얻는다. 회로도는 〔**그림 36**〕(a)로 된다.

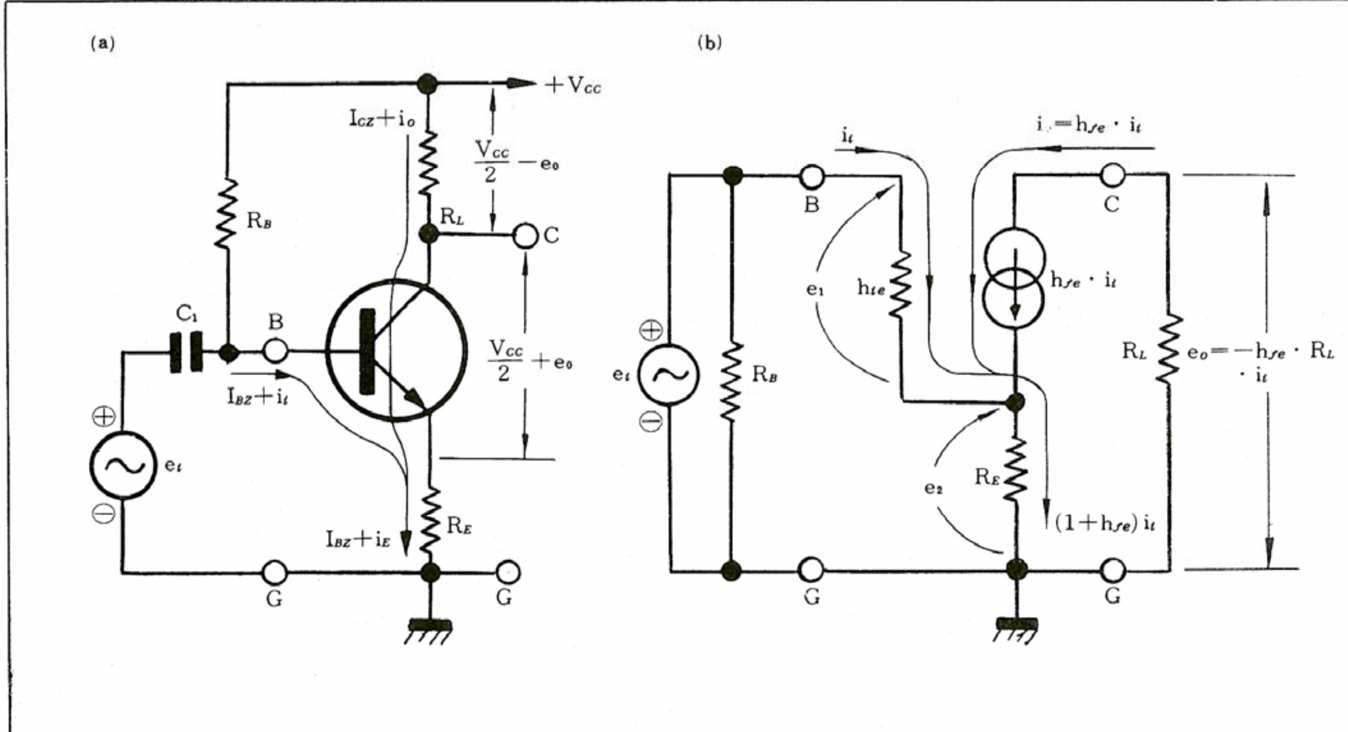
〔**발전 Ⅲ**〕 입력저항은 〔**표 9**〕 및 **3·18**의 (38)식에서 입력저항=h_{ie}=4kΩ(엄밀히 생각하면 R_B의 1MΩ이 h_{ie}의 4kΩ에 병렬로 들어가지만, R_B는 h_{ie} 보다 훨씬 크기 때문에 무시할 수 있다.)

전압 게인은 마찬가지로 〔**표 9**〕와 **3·18**의 (40)식에 의하여 계산한다.

$$G_v=\frac{-h_{fe}\cdot R_L}{h_{ie}}=\frac{-150\times5\text{k}\Omega}{4\text{k}\Omega}\fallingdotseq-190\text{배}$$

회로의 동작을 그림 (b)에 도해하여 놓았다.

3·21 이미터 저항이 있는 1단 앰프의 교류동작



〔그림 37〕 이미터 저항 R_E가 있을 때의 1단 앰프

〔그림 37〕(a)의 회로에서는 고정 바이어스 저항 R_B, 부하저항 R_L 이외에 이미터·어어드간에 저항 R_E가 있다. 콘덴서 C_1은 베이스B가 어어드되지 않기 위한 것으로서 교류동작을 생각할 경우, 교류에 대한 저항분(리액턴스)은 무시할 수 있을 정도로 작게 해 놓았다.

저항 R_E가 있기 때문에 생기는 큰 차이는 **부궤환**(negative feedback)이 걸리는 것이다. 그림(a)에서 트랜지스터의 이미터에서 어어드로 내리는 전압은 직류분 I_{EZ}와 교류신호분 i_E의 2가지인데, 각각 다음의 관계가 있다.

$$\begin{cases} I_{BZ}+I_{CZ}=I_{EZ} & \cdots\cdots(45) \\ i_i+i_o=i_E & \cdots\cdots(46) \end{cases}$$

여기서, 입력전압 e_i가 그림에 나타난 극성(B쪽이 ⊕, 어어드쪽이 ⊖)으로 증가하면, 입력전류 i_i가 증가하여 $h_{fe}\cdot i_i$인 i_o도 증가하기 때문에 (46)식에 따라 i_E도 커지고, 결과적으로 R_E 양끝의 신호전압 $R_E\cdot i_E$는 높아진다. 따라서 베이스·이미터간의 정미 입력전압을 뺀 나머지가 작아지고, 출력전압은 R_E가 없을 때보다도 낮고 전압 게인이 내려간다.

이상이 **부궤환**의 작용이다. **부궤환**(줄여서 NF라 쓴다)은 회로의 전압 이득을 낮추는 대신, 왜곡이나 잡음을 줄이고 신호주파수에 의하여 전압 이득(게인)이 변하는 불편을 방지한다.

〔그림 37〕(b)는 (a)의 등가회로이다.

☆ 우선 입력저항 h_{ie}의 양 끝에 생기는 전압을 e_1이라 하면 h_{ie}에는 전류 i_i가 흐르고 있기 때문에 오옴의 법칙에 의하여 $e_1=h_{ie}\cdot i_i$이다. 다음에 이미터 저항 R_E 양끝의 전압 e_2는 전류$(1+h_{fe})\,i_i$가 흐르고 있기 때문에 위와 같은 방법으로 $e_2=(1+h_{fe})\,R_E\cdot i_i$가 된다. 입력전압 e_i는 e_1과 e_2의 합과 같기 때문에

$$e_i=e_1+e_2=h_{ie}\cdot i_i+(1+h_{fe})\,R_E\cdot i_i$$
$$=\{h_{ie}+(1+h_{fe})\cdot R_E\}\,i_i \cdots\cdots(47)$$

가 된다. 베이스에서 본 입력저항을 R_i라 하면,

$$R_i=\frac{e_i}{i_i}=h_{ie}+(1+h_{fe})\cdot R_E \cdots\cdots(48)$$

를 얻는다. 다만, 회로 전체의 입력저항은 R_i와 R_B의 병렬저항이 된다.

출력전압 e_o는 부하저항 R_L에 생기는 전압으로서, R_L에는 출력전류 $i_o=h_{fe}\cdot i_i$가 어어드에서 컬렉터에 흐르고 있기 때문에 오옴의 법칙을 적용하여

$$e_o=-h_{fe}\cdot R_L\cdot i_i \cdots\cdots(49)$$

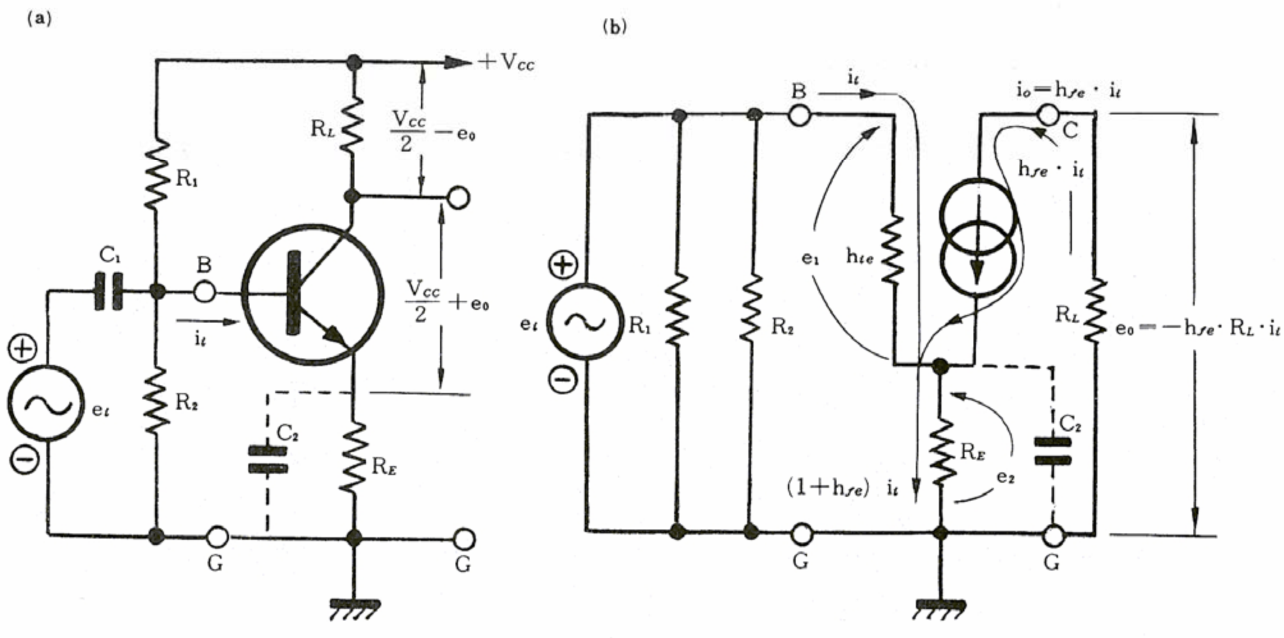
가 되고 전압 게인 $G_v=e_o/e_i$는 (49)식의 양변을 (47)식의 양변으로 나누어 구한다.

$$G_v=\frac{e_o}{e_i}=\frac{-h_{fe}\cdot R_L}{h_{ie}+(1+h_{fe})\,R_E} \cdots\cdots(50)$$

(50)식에서 $(1+h_{fe})\,R_E$에 비해서 h_{ie}가 작으면 근사적으로

$$G_v \fallingdotseq \frac{-R_L}{R_E} \cdots\cdots(51)$$

로 해도 된다.



(주) 바이어스 콘덴서 C_2를 넣으면 〔그림 34〕(c)와 같다

〔그림 38〕 전류 궤환 바이어스형 앰프의 교류 동작

전류 궤환형 앰프는 앞페이지의 〔그림 37〕(a)의 베이스B와 어어드G간에 저항 R_2를 삽입한 것 뿐이므로 그 교류 동작은 앞페이지와 같이 된다. 따라서 베이스에서 본 입력저항은 (48)식, 전압 게인은 (50)식 또는 (51)식으로 주어진다.

다만 회로 전체의 입력저항을 생각하면 그림 (b)에서 알 수 있듯이 R_i에 병렬로 R_1과 R_2가 들어가기 때문에 R_1, R_2, R_i 3개의 저항이 병렬접속된 형태를 취한다. 따라서 합성된 회로의 입력저항 Z_i는

$$Z_i=\frac{R_i R_1 R_2}{R_1 R_2+R_i R_2+R_i R_1} \cdots\cdots (52)$$

가 된다.

전류 궤환형 앰프의 결점은 위의 설명에서 명백한 것과 같이, R_1, R_2의 존재에 의하여 회로의 입력저항은 내려간다. 물론 앞페이지의 〔그림 37〕에 보인 회로에서도 R_B가 R_i에 병렬로 들어가기 때문에 입력저항은 R_i보다 낮아지지만, 전류 궤환 바이어스의 경우 저항 R_2가 특히 낮기 때문에 입력저항의 저하에 영향이 크다. 그렇다고 R_2를 크게 하면 〔그림 37〕의 고정 바이어스에 가까와지고, 온도에 대한 안정성이 악화한다. 그런데 〔그림 37〕의 앰프 및 〔그림 38〕의 전류 궤환형 앰프의 전압 게인 G_v는 근사적으로 (51)식에 의하여 주어진다.

$$G_v=\frac{-R_L}{R_E} \cdots\cdots (51)$$

(51)식의 의미는 상당히 깊다. 그것은 R_E가 없을 때의 전압 게인을 G_v'라 하면 이것은 3·18의 (40)식으로 표시된다.

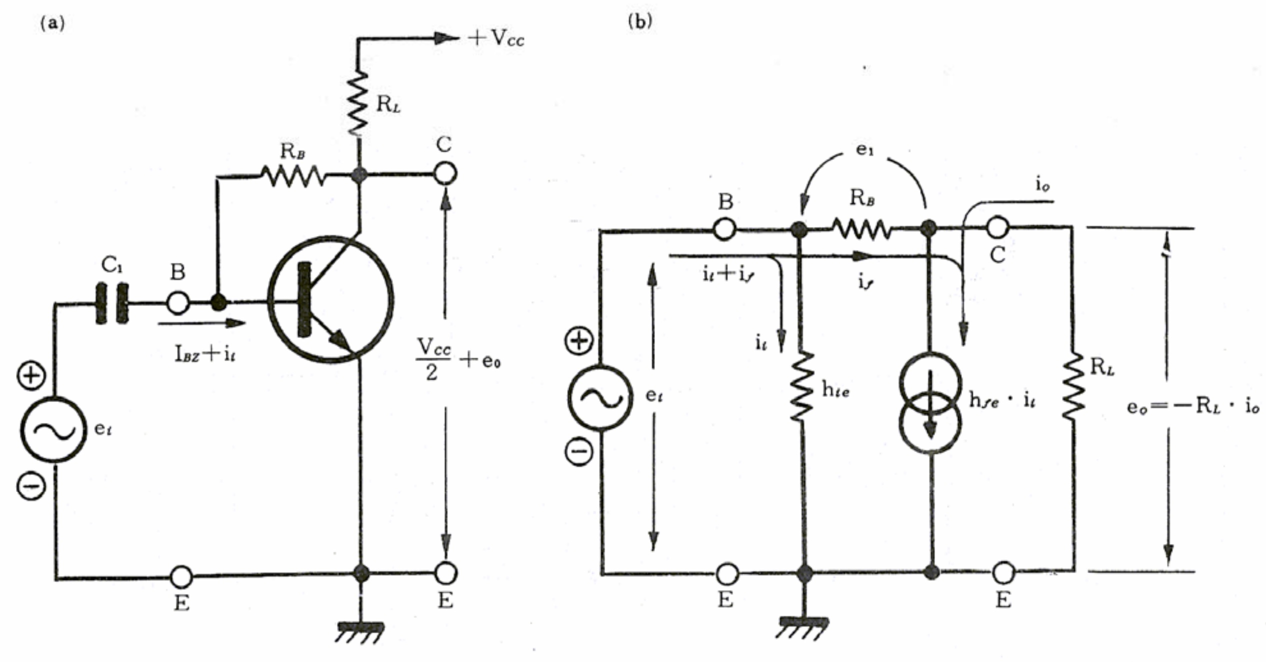
$$G_v'=\frac{-h_{fe}\cdot R_L}{h_{ie}} \cdots\cdots (40)$$

(40)식은 온도, 트랜지스터의 동작점, 트랜지스터의 오차, 경년변화로 상당히 크게 달라지는 h_{fe}, h_{ie}의 항을 포함하고 있다. 이에 대해 (51)식은 저항만의 비로 주어진다. 탄소피막저항은 온도변화에 의한 저항값의 변동이 적고, 정밀도가 좋은 것은 0.1%에 달한다. 따라서 이미터 저항 R_E가 있는 1단 앰프는, 전압 게인의 안정도도 훨씬 좋아지는 것이다.

〔그림 38〕의 전류 궤환 바이어스형 앰프는 이상과 같이

(1) 전압 게인은 낮아지지만 안정되고, 주파수 특성이 좋으며 온도변화에 대해서도 안정적이다.
(2) 입력저항은 내려가지만 잡음과 일그러짐이 적다.

이런 특징을 가지고 있다. 다만 〔그림 38〕(a) (b)에 점선으로 표시한 것과 같이, R_E에 병렬로 교류 신호를 바이패스하는 콘덴서 C_2를 넣으면 직류적으로는 다름이 없지만 교류적으로는 3·18, 〔그림 34〕의 R_E가 없는 앰프와 같게 된다. 즉 전압 게인은 상승하지만 주파수 특성, 잡음, 일그러짐은 악화한다.



〔그림 39〕 자기 바이어스형 앰프의 교류동작

〔그림 39〕는 자기 바이어스형 1단 앰프의 교류동작을 조사하기 위한 것이다. 자기 바이어스형의 앰프는 지금까지의 고정바이어스나 전류 궤환형과 좀 다른 형의 동작을 한다. 그 이유는 〔그림 39〕(b)와 같이 바이어스 저항 R_B가 등가회로 속에 들어오기 때문이다. 자기 바이어스형 앰프는 R_B에 의하여 부궤환이 걸리고,

① 입력저항이 내려간다.

② 전압 게인이 내려간다(물론 약간이지만).

③ 회로가 온도에 대하여 안정화되고, 주파수 특성이 좋아지며 잡음과 일그러짐이 감소한다.

하는 장점이 있다. 회로는 고정 바이어스와 같은 부품수로서 전류 궤환형 보다도 간단하고, 성능적으로도 그다지 떨어지지 않기 때문에 초보자용으로 적합하다. 여기서 그림 (b)의 등가회로에 입각하여 회로의 교류동작을 조사해 보자.

(1) 우선 그림의 극성으로 입력전압 e_i가 주어지면 입력저항 h_{ie}에는 전류 i_i가, 바이어스 저항 R_B에는 전류 i_r가 흐른다고 하자. 따라서 B점에서 오른쪽으로 향하여 i_i와 i_r의 합의 전류 i_i+i_r가 흐른다.

(2) 전류원은 트랜지스터의 소신호 교류전류증폭률을 h_{fe}라 하면, $h_{fe}\cdot i_i$의 크기로 전류 $h_{fe}\cdot i_i$는 R_B를 흐르는 전류 i_r와 부하저항 R_L을 흐르는 전류 i_o의 합과 같게 된다. 즉

$$h_{fe}\cdot i_i = i_o + i_r \quad \cdots\cdots (53)$$

가 성립한다.

(3) 입력전압 e_i는 트랜지스터의 입력저항 h_{ie}에 전류 i_i를 곱한 $h_{ie}\cdot i_i$와 같다.

$$e_i = h_{ie}\cdot i_i \quad \cdots\cdots (54)$$

(4) 저항 R_B의 양끝의 전압 e_1은 $R_B\cdot i_r$, 부하저항 R_L 양끝의 출력전압 e_o는 $-R_L\cdot i_o$로서, $e_i=e_1+e_o$이므로

$$e_i = R_B\cdot i_r - R_L\cdot i_o \quad \cdots\cdots (55)$$

를 얻는다.

(5) 〔그림 39〕(a)에서 트랜지스터의 컬렉터·이미터간 전압을 A급 동작조건의 $V_{CC}/2$로 유지하면 **3·13**의 (16)식에 의하여

$$R_B = h_{FE}\cdot R_L \quad \cdots\cdots (16)$$

이 아니면 안되지만 h_{FE}는 근사적으로 h_{fe}와 같으므로

$$R_B = h_{fe}\cdot R_L \quad \cdots\cdots (56)$$

이라 한다.

이상 (53), (54), (55), (56)의 4 식을 풀어 i_i, i_r 입력저항 R_i, 전압 게인 G_v를 구할 수 있다.

$$i_i \fallingdotseq i_r = e_i/h_{ie} \quad \cdots\cdots (57)$$

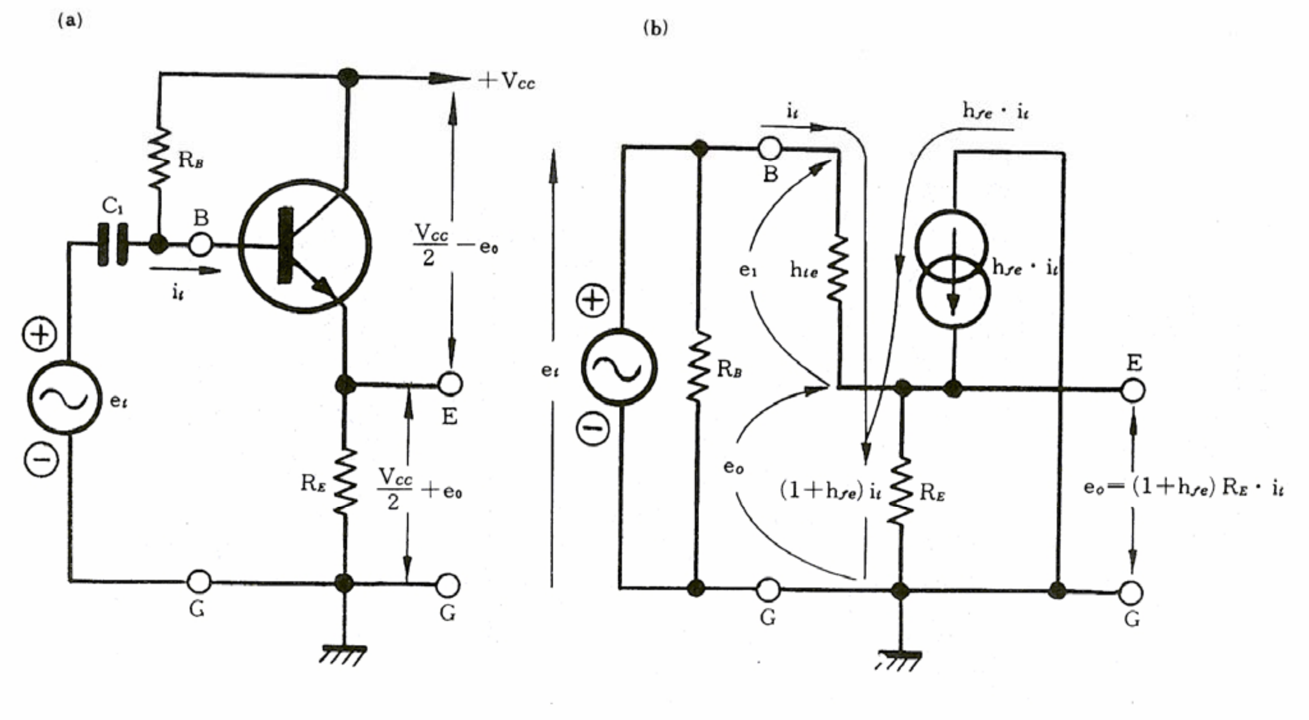
입력저항 R_i는

$$R_i = \frac{e_i}{i_i+i_r} \fallingdotseq \frac{h_{ie}}{2} \quad \cdots\cdots (58)$$

전압 게인 G_v는

$$G_v = \frac{e_o}{e_i} \fallingdotseq \frac{-h_{fe}\cdot R_L}{h_{ie}} \quad \cdots\cdots (59)$$

3·24 컬렉터 접지 1단 앰프(이미터 폴로워)의 교류동작



〔그림 40〕 이미터 폴로워의 교류 동작

이미터 접지에 대하여 컬렉터 접지한 형의 1단 앰프는 **이미터 폴로워**라 한다. 이미터 폴로워는 3·21의 〔그림 37〕에서 컬렉터쪽의 부하 R_L을 단락, 즉 $R_L=0$으로 한 앰프에 지나지 않는다.

〔그림 40〕(a)에 이미터 폴로워를 보였다. 컬렉터·이미터간 전압을 $V_{CC}/2$로 유지하려면 자기 바이어스 방식일 때와 같이 바이어스 저항 R_B

$$R_B = h_{FE} \times R_E \quad \cdots\cdots (60)$$

로 하면 된다.

왜냐 하면 3·13의 〔그림 29〕(b)를 보면 회로의 모양이 〔그림 40〕(a)와 같기 때문이다.

〔그림 40〕(a)에서 이미터쪽 저항 R_E를 움직여 컬렉터쪽으로 가지고 오면 〔그림 29〕 (b)가 된다. 이미터 폴로워는 저항 R_E에 의하여 100% NF (부궤환 : 음되먹임)가 걸리기 때문에

(1) 전압 게인은 1 이하(거의 1이라고 생각해도 된다).

(2) 입력저항이 높고 출력저항이 낮다.

(3) 일그러짐과 잡음이 감소하고 주파수 특성이 좋아진다.

하는 장점을 가지고 있다. 전압 게인은 1 이하지만 전류 게인은 높고 $(1+h_{fe})$이다. 그 때문에 스피이커를 울리는 전력 증폭에 많이 쓰인다. 또 입력저항이 높고 출력저항이 낮은 장점을 인정하여, 잡음이 문제가 되는 게인이 높은 앰프에도 이용된다. 〔그림 40〕(b)는 이미터 폴로워의 교류등가회로이다.

☆입력저항 h_{ie}에는 입력전류 i_i가 흐르기 때문에 오옴의 법칙에 의하여 양 끝에 $h_{ie} \cdot i_i$의 전압 e_1을 일으킨다. 또 이미터 저항 R_E에는 전류$(1+h_{fe})i_i$가 흐르고 있기 때문에 양끝에 $(1+h_{fe})R_E \cdot i_i$의 전압 e_o(출력전압)가 발생한다. 입력전압 e_i는 e_1과 e_o의 합이기 때문에

$$e_i = e_1 + e_o = h_{ie} \cdot i_i + (1+h_{fe}) R_E \cdot i_i$$
$$= \{h_{ie} + (1+h_{fe}) R_E\}\, i_i \quad \cdots\cdots (61)$$

가 성립한다.

트랜지스터를 베이스 B단자에서 본 입력저항을 R_i라 하면 (61)식의 양변을 i_i로 나누어

$$R_i = \frac{e_i}{i_i} = h_{ie} + (1+h_{fe}) R_E \quad \cdots\cdots (62)$$

를 얻는다. 회로 전체를 생각한 입력저항은 그림 (b)에서 알 수 있는 바와 같이 R_i와 R_B의 병렬저항이다.

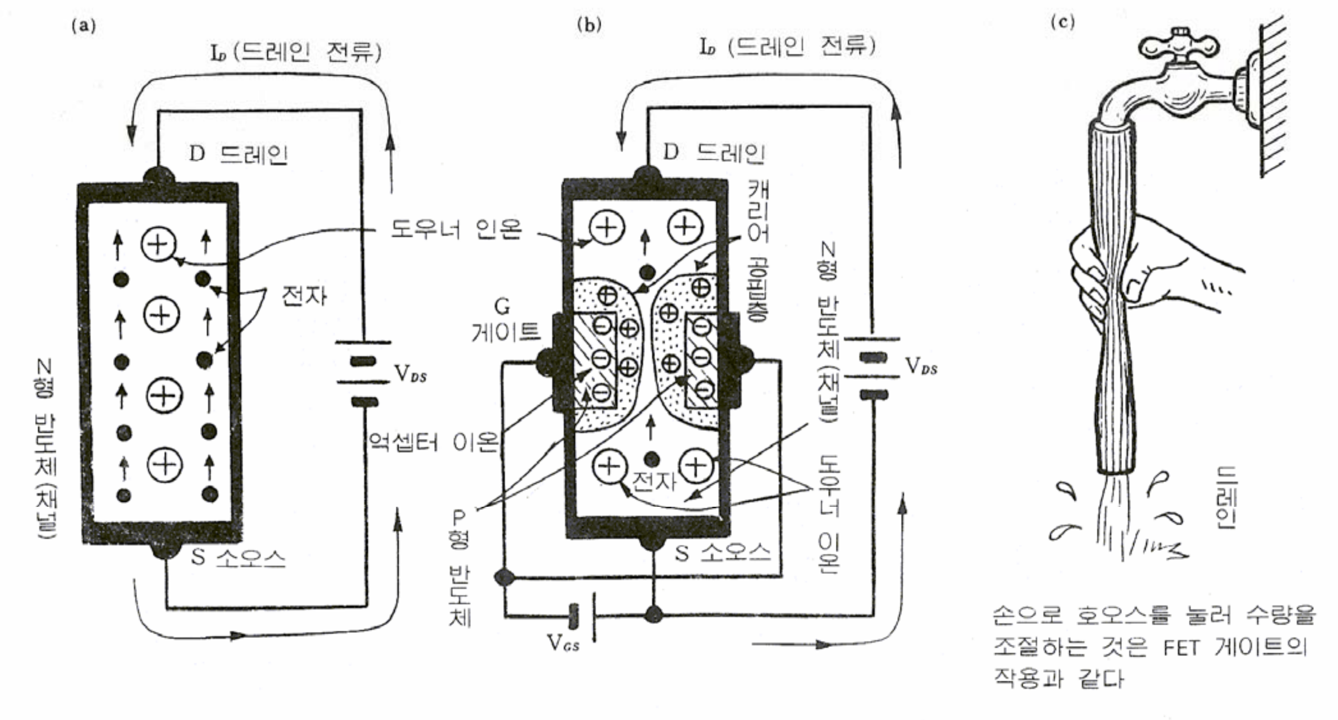
☆ 위에 말한 R_E 양 끝의 전압 e_o는 이미터 폴로워의 출력전압이므로 전압 게인 $G_v = e_o/e_o$를 (61)식의 e_i로 나누어 구할 수 있다.

$$G_v = \frac{e_o}{e_i} = \frac{(1+h_{fe}) \cdot R_E}{h_{ie} + (1+h_{fe}) \cdot R_E} \quad \cdots\cdots (63)$$

(63)식에서 알 수 있는 바와 같이 이미터 폴로워의 전압 게인은 1 이하지만, 보통 $(1+h_{fe}) \cdot R_E$는 h_{ie}보다 훨씬 크기 때문에 거의 1이라고 생각해도 된다.

4

4·1 접합형 전계효과 트랜지스터(FET)의 구조와 원리



〔그림 41〕 전계효과 트랜지스터(FET)의 구조와 원리

전계효과 트랜지스터는 영어로 field-effect transistor 라고 쓰이기 때문에 그 머리글자를 따서 FET라고 약칭한다. FET에는 접합형과 절연 게이트형의 2종류가 있다. 절연 게이트형은 metal oxide semiconductor의 머리글자를 따서 MOS 형이라 불리며 공업용, 전자계산기용의 반도체 소자로서 크게 활약하고 있지만 가정용 전기제품에는 별로 쓰이지 않기 때문에 여기서는 접합형만을 들기로 한다.

〔그림 41〕을 보자. (a)는 세로로 길쭉하게 자른 N형 반도체로서 상, 하에 전극을 붙이고 위쪽을 드레인(drain), 밑쪽을 소오스(source) 전극이라고 부른다. 그림과 같이 드레인D를 소오스S에 대하여 정(플러스)이 되는 전압 V_{DS}를 걸면 N형 반도체의 캐리어의 주력인 전자에 의하여 전류가 흐른다. 이 전류를 드레인 전류 I_D라 한다. 그림 (a)의 상태에서는 반도체가 단지 저항으로서의 작용밖에 하지 않지만, 그림 (b)와 같이 N형 반도체의 양 옆에 P형 반도체를 합금법이라든가 확산법으로 만들어 게이트(gate) 전극G로 하고, 게이트G와 소오스S간에 전압 V_{GS}를 게이트가 마이너스가 되는 극성으로 인가하면 드레인 전류 I_D의 제어를 할 수 있다.

왜냐 하면 V_{GS}는 P채널의 게이트 G가 N채널의 소오스 S에 대하여 마이너스가 되도록, 즉 역방향으로 바이어스하기 때문에 1장에서 서술한 공핍층이 생기기 때문이다.

그림 (b)에서 에워싸인 부분이 공핍층이다. ⊕는 도우너 이온을 나타내고, ⊖는 억셉터 이온을 나타낸다. 공핍층 부분은 캐리어가 없기 때문에 그림 (a)에 비해서 드레인 전류가 잘 흐르지 않게 된다.

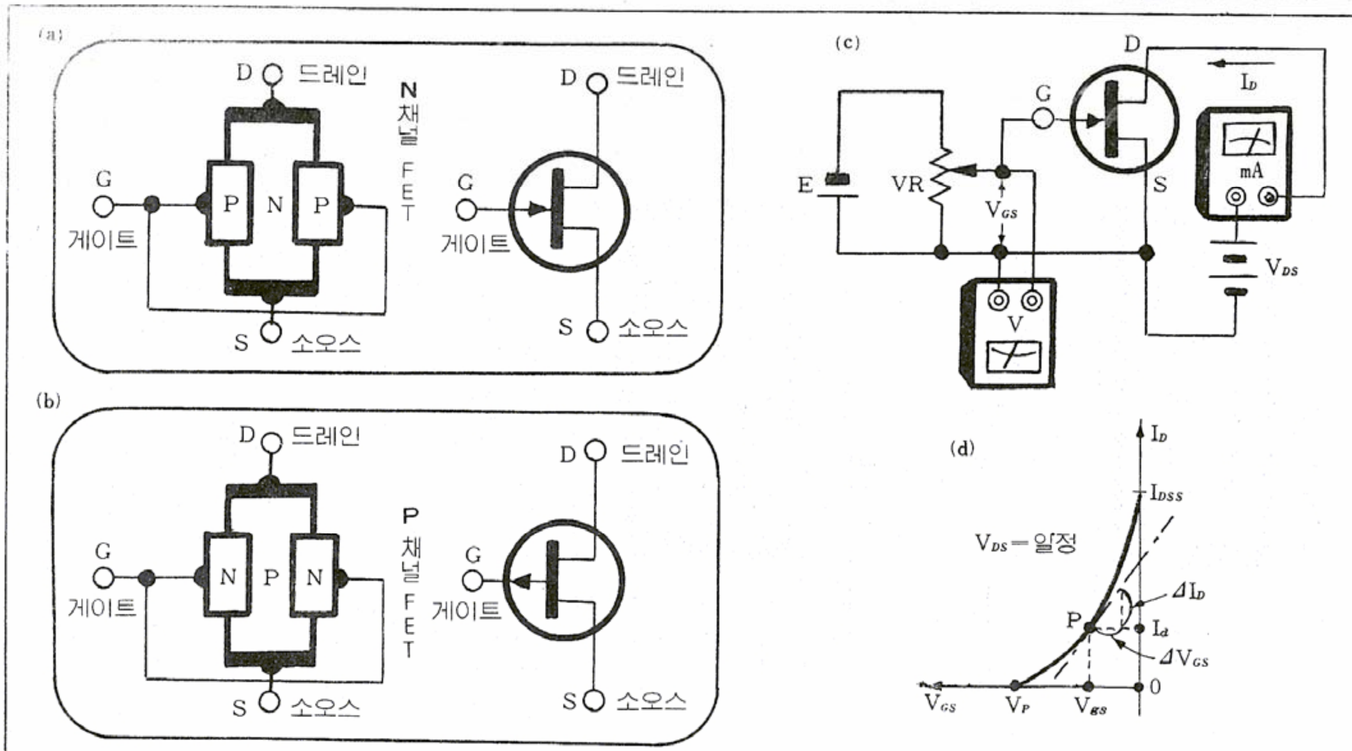
또 공핍층의 폭은 V_{GS}가 높으면 크게 되어 드레인 전류가 감소되고, 반대로 V_{GS}가 낮아지면 공핍층의 폭은 좁혀져 드레인 전류가 증가한다. 이와 같이 게이트G와 소오스S간의 전압의 크기에 따라 드레인 전류가 변화하는 것이 FET의 장점이다.

〔그림 41〕은 N형 반도체에 드레인D와 소오스S 전극을 만들고 있기 때문에 N채널 FET라 불린다. N형 반도체의 부분을 채널이라 한다. 이에 대하여 P형 반도체의 채널에 드레인과 소오스 전극을 붙인 것은 P채널 FET라 불린다.

FET가 트랜지스터와 다른 점은 다음과 같다.

(1) 트랜지스터는 베이스 전류에 의하여 컬렉터 전류를 제어하는 전류증폭 소자이지만, FET는 게이트 전압으로 드레인 전류를 콘트롤한다.

(2) 트랜지스터는 베이스와 이미터간을 순방향 바이어스로 사용하기 때문에 입력저항이 낮고 입력전류가 흐르지만, FET는 게이트와 소오스간을 역방향으로 바이어스하기 때문에 입력저항이 매우 높고, 입력전류는 거의 흐르지 않는다. 이 점, 진공관에 가깝다고 할 수 있다.



〔그림 42〕 FET의 기호와 $V_{GS}-I_D$ 특성

〔그림 42〕(a)는 N채널 FET의 구조와 회로기호이다. (b)는 P채널 FET의 경우이다. FET는 그 구조에서 알 수 있듯이 2중접합이 아니라 단접합의 형식이다. 그 때문에 분류상으로는 단접합의 반도체 소자에 속한다.

〔그림 42〕(c)는 N채널 FET의 V_{GS}-I_D 특성의 측정회로이다. 소오스S에 ⊕극을 접속한 전원E의 전압을 바리오옴(가변저항기)으로 분압하여 V_{GS}를 만들고, 이것을 게이트G에 준다. V_{GS}의 측정은 그림의 전압계로 한다. 한편, 드레인·소오스 전원 V_{DS}의 ⊕쪽은 전류계를 통하여 드레인D에 접속해 놓았기 때문에 드레인전류 I_D를 읽을 수 있다.

V_{DS}를 일정하게 유지하면서 바리오옴의 가동접점을 움직여 V_{GS}를 바꾸고, V_{GS}에 대한 드레인 전류 I_D의 값을 읽어 그래프에 그리면 그림 (d)를 얻을 수 있다. 세로축은 드레인 전류 I_D, 가로축은 게이트·소오스간 전압 V_{GS}이고, V_{GS}는 마이너스의 전압이기 때문에 제 2 상한을 사용했다.

그림 (d)에서 다음의 조건을 구할 수 있다.

$V_{GS}=V_P$로서 $I_D=0$
$V_{GS}=0$으로서 $I_D=I_{DSS}$

☆ 위의 조건의 V_P는 **핀치오프전압**, 혹은 V_{GSC}라 써서 **게이트 소오스 커트오프전압**이라 읽는다.

〔표 1〕에 N채널 FET의 V_P(또는 V_{GSC})를 나타냈다.

그리고 FET의 명명은 P채널이

〔표 1〕

형 번	조 건	$V_P(V_{GSC})$
2SK30A	$V_{DS}=10V$, $I_D=0.1\mu A$	최소 -0.4V ~ 최대 -5V
2SK40	$V_{DS}=15V$, $I_D=0.1\mu A$	최소 -0.4V ~ 최대 -5V

2SJ, N채널이 2SK로 되어 있다.

☆ 다음에 I_{DSS}는 **드레인 전류**라고 이름이 붙어 있지만, 오차가 크기 때문에 각 메이커는 분류기호로 그 범위를 억제하고 있다. **2SK30A**의 경우 $V_{DS}=10V$, $V_{GS}=0$의 조건 하에서는 R은 0.3~0.75mA, O는 0.6~1.4mA, Y는 1.2~3mA, GR은 2.6~6.5mA이고, **2SK40**은 $V_{DS}=15V$, $V_{GS}=0$의 조건에서 Ⓐ가 0.3~0.8mA, Ⓑ가 0.6~1.4mA, Ⓒ 1.2~3.0mA, Ⓓ가 2.6~6.5mA로 되어 있다.

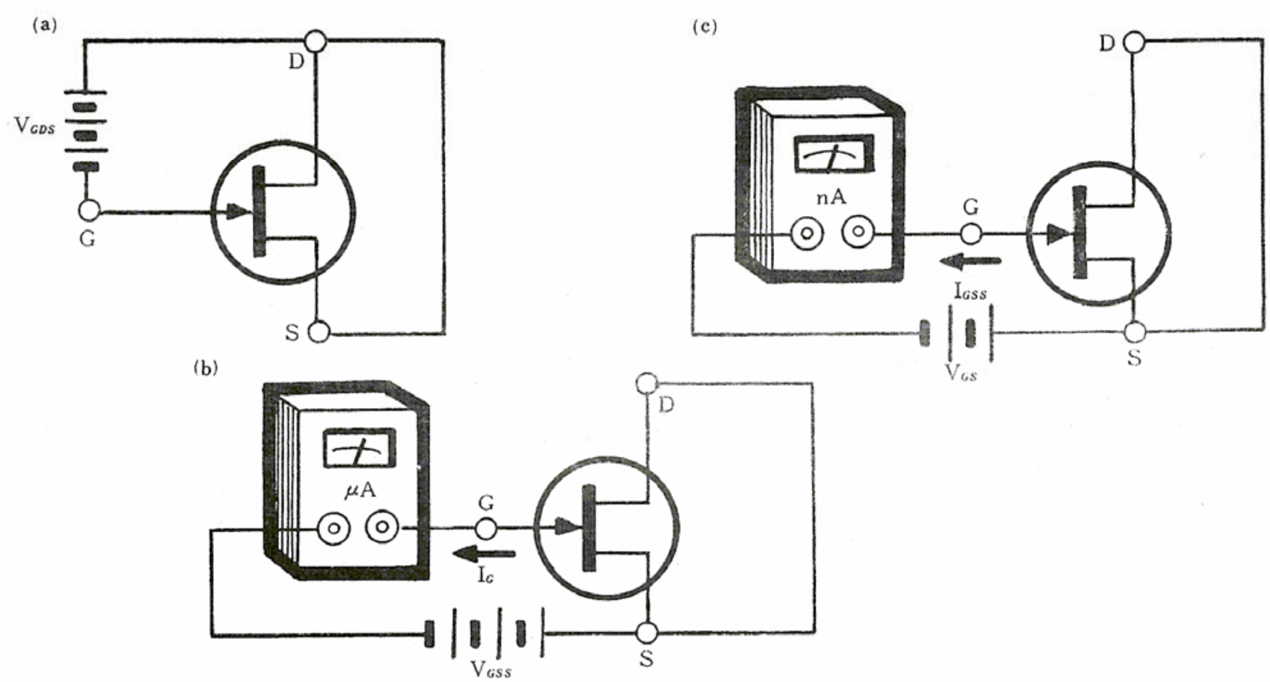
☆ 그림 (d)에서 V_{GS}-I_D 커어브상의 동작점 P ($V_{GS}=V_{gs}$, $I_D=I_d$)에서 그은 접선(쇄선)을 사용하여 V_{GS}의 증가분 ΔV_{GS}에 대한 I_D의 증가분 ΔI_D를 생각하여, 그 비

$\Delta I_D/\Delta V_{GS}$를

$$\frac{\Delta I_D}{\Delta V_{GS}}=g_m \text{ 또는 } \frac{\Delta I_D}{\Delta V_{GS}}=y_{fs} \cdots\cdots (1)$$

로 표시하고, g_m을 **상호 콘덕턴스**, y_{fs}를 **순전달 어드미턴스**라 한다. g_m도 y_{fs}도 똑 같다. 단위는 m℧(1m℧는 1,000분의 1℧이고, ℧는 Ω의 역수)를 사용한다.

4·3 FET의 정격에 대하여 (FET를 파손시키지 않기 위한 지식)



〔그림 43〕 FET의 정격

트랜지스터와 같이 FET에도 최대정격이나 전기적 특성이 있다.

먼저 최대정격부터 보기로 하자.

(1) 전압의 최대정격

게이트 드레인 전압 V_{GDS}…V_{GDS}의 서픽스 S는 드레인 소오스간 단락을 의미한다. 즉 〔그림 43〕(a)와 같이 D·S간을 단락하여 게이트G와 드레인D 간에 걸리는 역방향의 최대전압이다. 그림 (a)는 N채널 FET의 경우이므로 V_{GDS}는 마이너스부호를 취한다.

게이트·소오스 전압 V_{GSS}…위의 V_{GDS}와 같이 드레인과 소오스간을 단락하고, 게이트G와 소오스S 간에 걸 수 있는 최대전압이다.

(2) 전류의 최대정격

각 메이커에 따라, 또 품종에 따라 차이가 있다.

게이트 전류 I_G…게이트G를 순방향으로 바이어스하여 흘릴 수 있는 최대전류이다.

드레인 전류 I_D…드레인 전류 I_D의 최대값이다.

(3) 전력의 최대정격

허용 채널 손실 P_{Ch}…N 채널 FET에서는 드레인·소오스간의 N형 반도체, P채널 FET에서는 P형 반도체의 채널이 소비하는 전력의 허용 최대값이며, 드레인·소오스간 전압을 V_{DS}, 드레인 전류를 I_D라 하면

$$P_{Ch} = V_{DS} \times I_D \quad \cdots\cdots (2)$$

의 관계가 있다.

(4) 온도의 최대정격

채널 온도 T_{Ch}…트랜지스터에서는 접합부 온도이지만, FET는 채널 부분의 온도를 지정한다.

보존온도…보존할 때의 온도로서 방법은 트랜지스터와 다름이 없다.

이상이 최대정격이고, 다음에는 전기적 특성으로 옮아간다.

(5) 게이트·소오스 파괴전압 $V_{
GSS}$

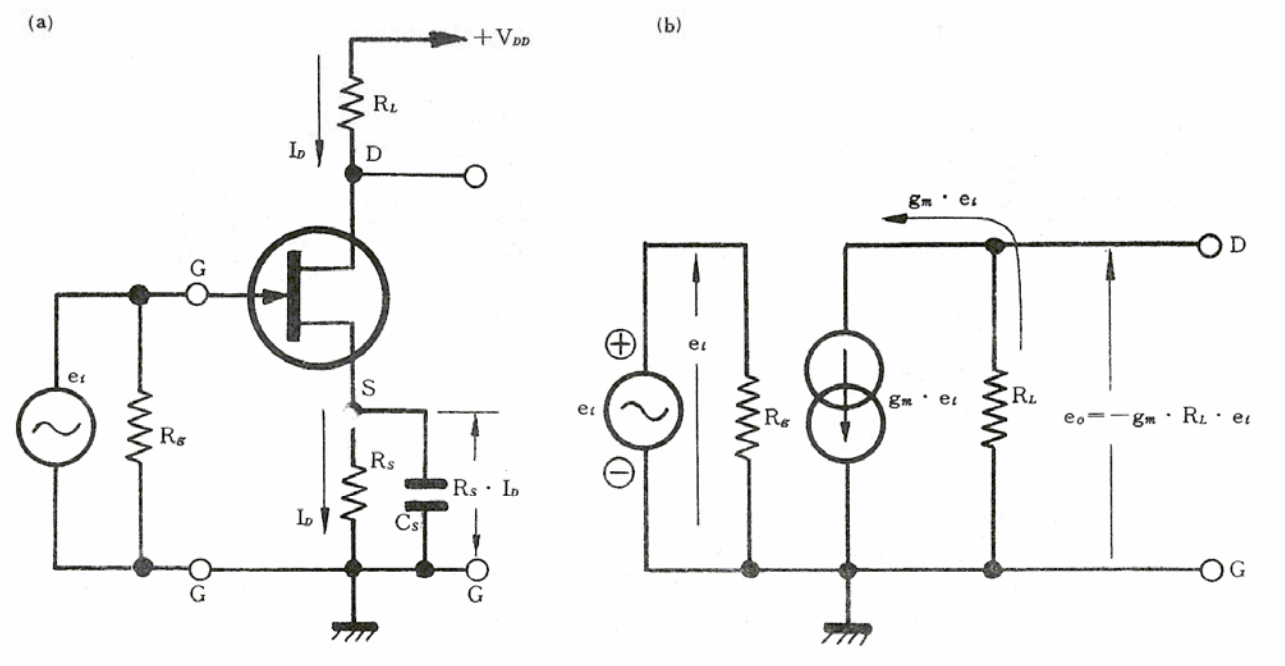
〔그림 43〕(b)에 나타낸 것과 같이 드레인D와 소오스S간을 단락, 게이트G와 소오스S간에 역방향의 전압을 걸고, 그때의 게이트 전류(유출) I_G를 측정한다. I_G가 규정된 값에 달했을 때의 V_{GSS}가 $V_{
GSS}$이다.

메이커에 따라서는 BV_{GDS}(게이트·드레인간 강복전압)의 기호로 나타내는 경우도 있다.

(6) 게이트 누설 전류 I_{GSS}

〔그림 43〕(c)에 I_{GSS}의 측정회로를 나타냈다. 그림 (b)와 같은 형으로 되어 있지만, 여기서는 게이트·소오스간의 전압 V_{GS}를 규정된 값으로 유지하고, 그때의 게이트 전류(유출)를 게이트 누설전류 I_{GSS}로 한다. I_{GSS}는 nA(나노 암페어)급이며, 1 nA는 1μA의 천분의 1, 1mA의 100만분의 1이므로 매우 작은 전류이다.

(7) 이상 외에 앞페이지에서 설명한 **핀치오프전압** V_P(혹은 V_{GSC}), **드레인전류** I_{DSS}, 상호 콘덕턴스 g_m(혹은 y_{fs})이 전기적 특성에 포함된다.



〔그림 44〕 FET의 증폭회로

〔그림 44〕(a)는 FET를 사용한 전압증폭회로이다.

이미 설명한 것과 같이 N채널 FET는 제로 신호 때에 게이트 G에 소오스 S에 대하여 마이너스의 전압이 걸리게 하지 않으면 안된다. 이것은 보통의 트랜지스터에서 베이스·바이어스의 직류전류를 흘리는 것과 같다. 다만 트랜지스터에서는 베이스와 이미터간에 순방향의 전압을 걸어 베이스·바이어스 전류를 주고 있었지만, FET는 게이트와 소오스간에 역방향의 바이어스전압을 거는 점에서 크게 다르다.

〔그림 44〕(a)의 소오스S와 어어드G간에 있는 저항R_s는 위에서 말한 게이트·바이어스 전압을 만들기 위한 것이다. 이를테면 FET의 드레인 전류 I_D가 위에서 밑으로 R_s를 통하여 흐르면, R_s 양 끝에는 오옴의 법칙에 의하여 $R_s \cdot I_D$의 전압을 일으킨다. 이 전압은 소오스S를 게이트G보다도 플러스로 유지하면서 G·S간은 역바이어스된다. 게이트G와 어어드G간에 있는 저항 R_g는 위의 바이어스 전압을 게이트에 전하는 작용을 한다.

(a)에서 R_s에 병렬로 접속되어 있는 콘덴서 C_s는 트랜지스터 앰프(이미터 저항 R_E가 있을 경우)에서 설명한 교류신호의 바이패스 콘덴서이다. 즉 직류적으로는 C_s가 없는 것과 같고, 직류 바이어스 전압이 R_s 양 끝에 발생한다. 한편, 교류신호는 C_s의 교류에 대한 저항이 대부분이므로 R_s를 통하지 않고, C_s를 통하여 어어드로 내리기 때문에 소오스 접지 앰프가 된다.

그림 (b)는 소오스 접지 FET 1단 앰프의 등가회로이다. FET의 입력저항은 매우 높고, 회로의 입력저항은 R_g라고 생각해도 된다. 입력전압 e_i는 게이트와 소오스간에 입력되고, e_i에 상호 콘덕턴스 g_m(순전달 어드미턴스 y_{fs}라고도 쓴다)을 건 전류원이 드레인 소오스간에 발생한다. e_i의 극성과 $g_m \cdot e_i$의 전류 방향은 그림 (b)에 보인 대로이다.

FET의 출력전압 e_o는 드레인 부하저항 R_L의 양끝 전압으로서, R_L에는 전류 $g_m \cdot e_i$가 흐르기 때문에 오옴의 법칙에 의하여

$$e_o = -g_m \cdot R_L \cdot e_i \quad \cdots\cdots (3)$$

의 관계가 있다.

(3)식에 의하여 전압 게인 G_v는

$$G_v = \frac{e_o}{e_i} = -g_m \cdot R_L \quad \cdots\cdots (4)$$

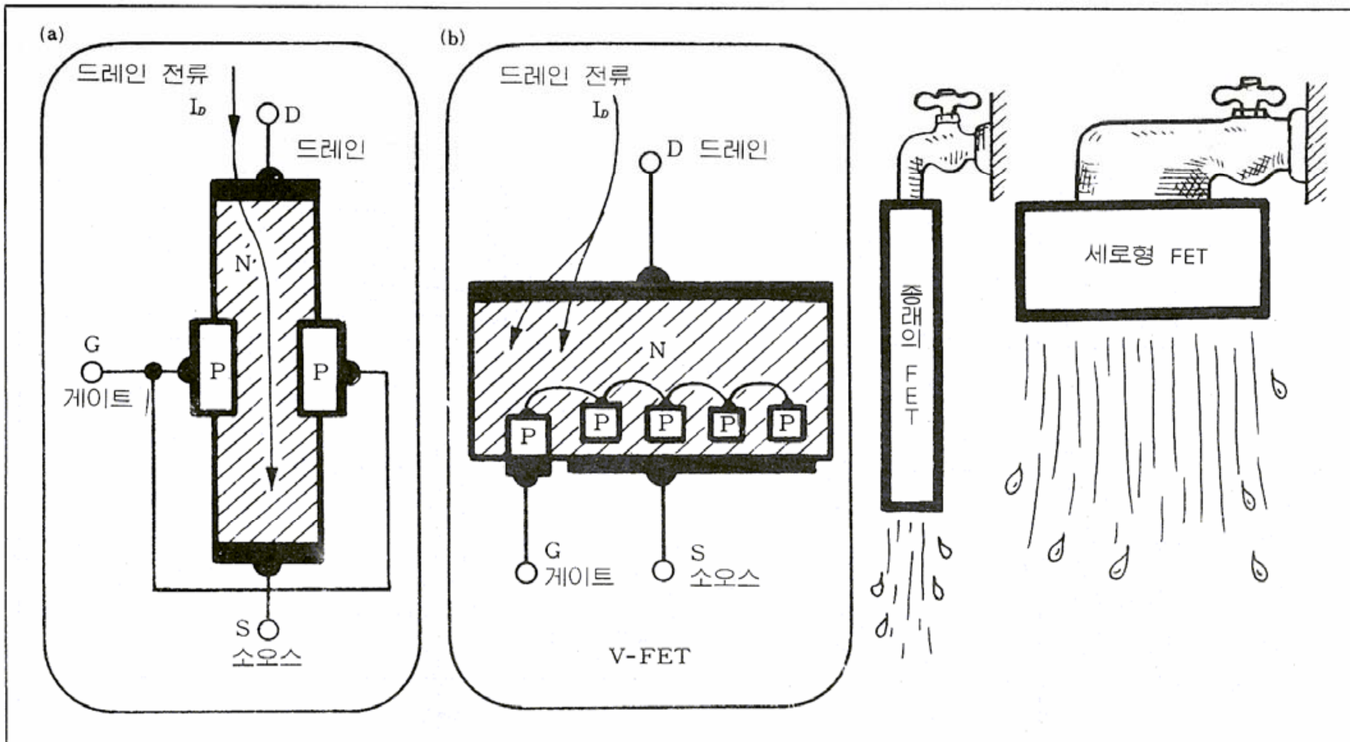
로서 매우 간단한 형태로 표시된다. g_m을 1m℧라 하고, R_L을 10kΩ이라 하면,

전압 게인은

$$-g_m \cdot R_L = 1 \times 10^{-3} \times 10 \times 10^{3} = 10$$

즉 10배가 된다.

상호 콘덕턴스 g_m은 드레인 전류 I_D에 따라 크게 달라지는데, 일례로서 2SK40에서는 $V_{DS} = 15V$의 조건에서, I_D가 0.4mA로부터 0.8mA로 증가하면 g_m도 1.4m℧에서 2m℧로 약 50% 증가한다.



〔그림 45〕 세로형 FET(V-FET)의 구조

지금까지의 FET는 큰 전류를 흘릴 수 없기 때문에 스피이커를 울린다든가 모우터를 움직이는 전력증폭용으로서 사용할 수 없었다.

세로형 FET(vertical FET를 줄여서 V-FET라고 쓴다)는 전력증폭용으로서 발명된 접합형 FET로서 파워 트랜지스터에는 없었던 여러가지 장점을 가지고 있다. 그림 (a)는 종래의 접합형 FET(N채널형)인데, 이에 대해서 세로형 FET(N채널형)는 그림 (b)에 나타낸 구조로 되어 있다.

즉 지금까지의 FET는 드레인 전류가 흐르는 통로가 가늘고 길쭉하여 큰 전류가 흐르지 않은데 반하여, 세로형 FET는 폭이 넓고 높이가 낮아 큰 드레인 전류를 흘릴 수 있는 것이다.

다만 이와 같이 폭이 넓은 구조로 되면, 게이트 전극을 그림 (a)와 같은 형태로 고정시켜도 드레인 전류의 제어를 할 수 있다. 그래서 게이트(그림에 P형 반도체로 나타냈다)를 가늘게 그물눈처럼 나누어 N형 반도체 속에 끼워 넣고 서로 접속해 놓았다.

그림 (b)에서는 게이트G는 소오스S쪽 가까이 배선되어 있다.

생각하기에 따라서는, 그림 (a)의 보통의 FET를 옆으로 많이 나열하여 대응하는 전극을 병렬로 접속한 것이 세로형 FET라 할 수 있다.

따라서 나열한 수만큼 전류를 많이 흘릴 수 있는 것이다.

세로형 FET가 파워 트랜지스터에 비하여 우수한 점은 다음과 같다.

(1) B급이나 AB급으로 동작시켜도 일그러짐이 적은 전력증폭이 가능하다.

(2) 게이트·소오스간을 역바이어스하여 사용하기 위해, FET를 게이트·소오스간에서 본 입력저항이 매우 높다.

(3) 파워 트랜지스터는 접합부의 온도가 상승하면 컬렉터 전류가 증가하고, 그것에 의하여 발열이 가속되며, 열폭주 할 위험이 있지만, 세로형 FET는 온도 상승에 의하여 드레인 전류가 반대로 감소한다. 이것은 파워 트랜지스터보다도 훨씬 많은 캐리어로 전기 전도가 행해지기 때문인데, 금속의 온도특성과 비슷하다.

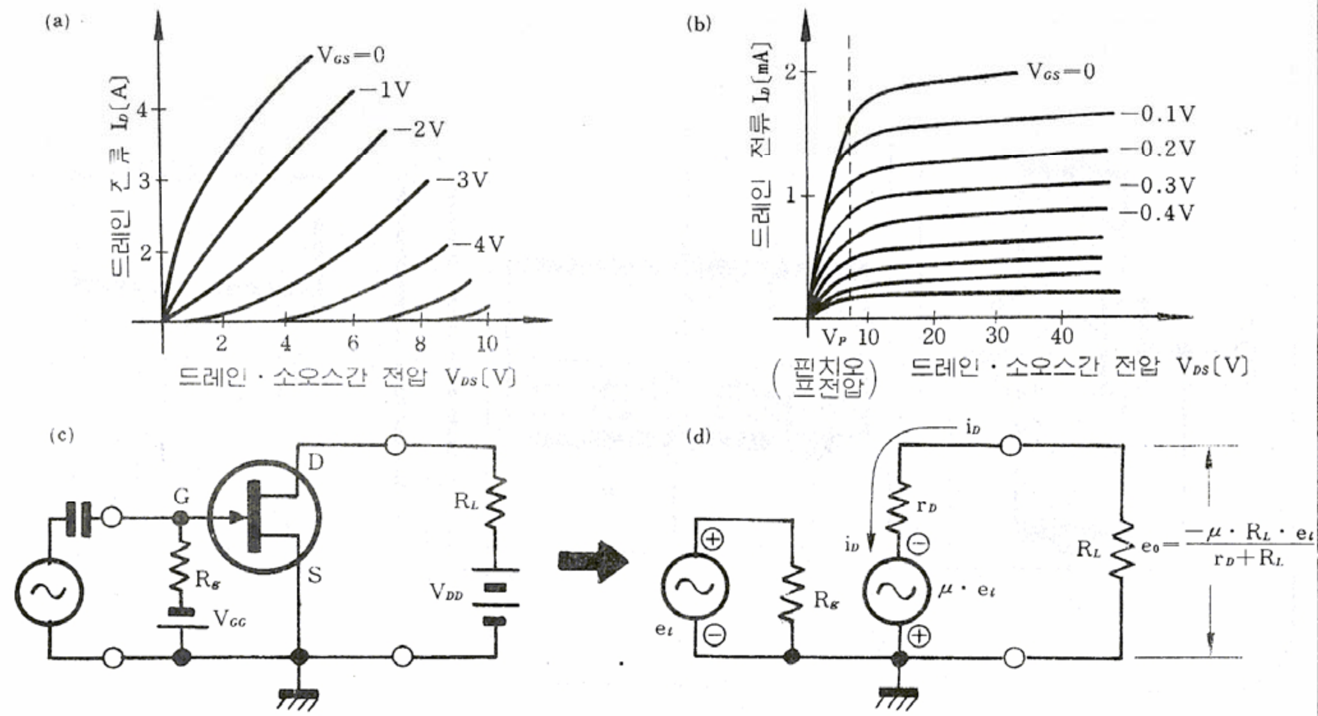
이상의 이유 때문에 열폭주의 염려가 없고, 또 안전동작영역(AS O)에 있어서 2 차항복을 생각하지 않아도 된다.

(4) 〔그림 45〕(b)에 나타낸 게이트 구조이기 때문에 게이트·소오스간의 콘텐서용량에의하여 높은 주파수의 교류신호에 대한 특성이 나쁘다.

(5) 파워 트랜지스터에 비하여 드라이브가 어렵다.

(6) 가격이 비싸고 입수하기 어렵다.

를 들 수 있는데, 이러한 문제점도 기술의 진보로 말미암아 하나씩 해결되어 갈 것이다.



〔그림 46〕 세로형 FET(V−FET)의 특성과 등가회로

FET의 $V_{GS}-I_D$특성에 대해서는 〔그림 42〕(d)에서 소개했지만, 이 밖에 $V_{DS}-I_D$특성이라는 것이 있다. $V_{DS}-I_D$ 특성은 트랜지스터의 $V_{CE}-I_C$특성에 대응하는 것으로서, V_{GS}를 일정한 값으로 유지하면서 드레인·소오스간 전압 V_{DS}를 바꾸었을 때의 드레인 전류 I_D와의 관계를 그래프로 나타낸 특성이다.

〔그림 46〕(a)는 N채널 세로형 FET의 $V_{DS}-I_D$특성으로서 V_{DS}가 증가하면 I_D도 거의 그것에 비례하여 증가한다. 같은 V_{DS}에 대해서는 V_{GS}가 0에 가까우면 가까울수록, 즉 역바이어스의 정도가 낮을수록 I_D는 커지고 있다. 〔그림 46〕(b)는 보통의 FET의 V_{DS}-I_D 특성으로서 그림 (a)와는 대조적으로 V_{DS}를 어느 정도까지 높게 하면 I_D는 포화하여 다음부터는 거의 일정하게 되어 버린다. 또 $V_{GS}=0$인 커어브의 어깨에 해당하는 V_{DS}는 거의 핀치오프 전압 V_P와 같은 것이다. 드레인 전류의 크기는 그림 (a)의 암페어에 대하여 밀리암페어로서 천분의 1에 지나지 않다.

세로형 FET는 앞페이지에서 설명한 바와 같이 폭이 넓은 구조로 되어 있기 때문에 드레인·소오스간의 전압 V_{DS}를 높이면 드레인 전류는 점점 증가하여 포화하지 않는다. 물론 최대정격이 있기 때문에 드레인 전류를 무제한으로 흘릴 수는 없다.

이와 같이 V_{DS}-I_D 특성이 전혀 다르기 때문에 세로형 FET의 등가회로는 〔그림 44〕(b)형으로 나타낼 수는 없다.

〔그림 46〕(c)에 나타낸 세로형 FET의 등가회로는 그림 (d)로 주어진다. FET 자체의 입력저항은 매우 높기 때문에 회로의 입력저항은 R_g가 된다. FET에는 그림 (d)에 나타낸 극성으로 입력신호전압 e_i의 μ배의 신호전압이 발생하는데, 이 전압은 FET의 출력저항 r_D 및 부하저항 R_L의 직렬접속에 걸리기 때문에 출력전류 i_D는

$$i_D=\frac{\mu e_i}{r_D+R_L} \quad \cdots\cdots (5)$$

로 표시된다.

출력전압 e_o는 R_L 양 끝의 전압과 같고, 오옴의 법칙에 따라

$$e_o=-R_L \cdot i_D=\frac{-\mu R_L \cdot e_i}{r_D+R_L} \quad \cdots\cdots (6)$$

가 되기 때문에 전압 게인 G_v의 식으로서

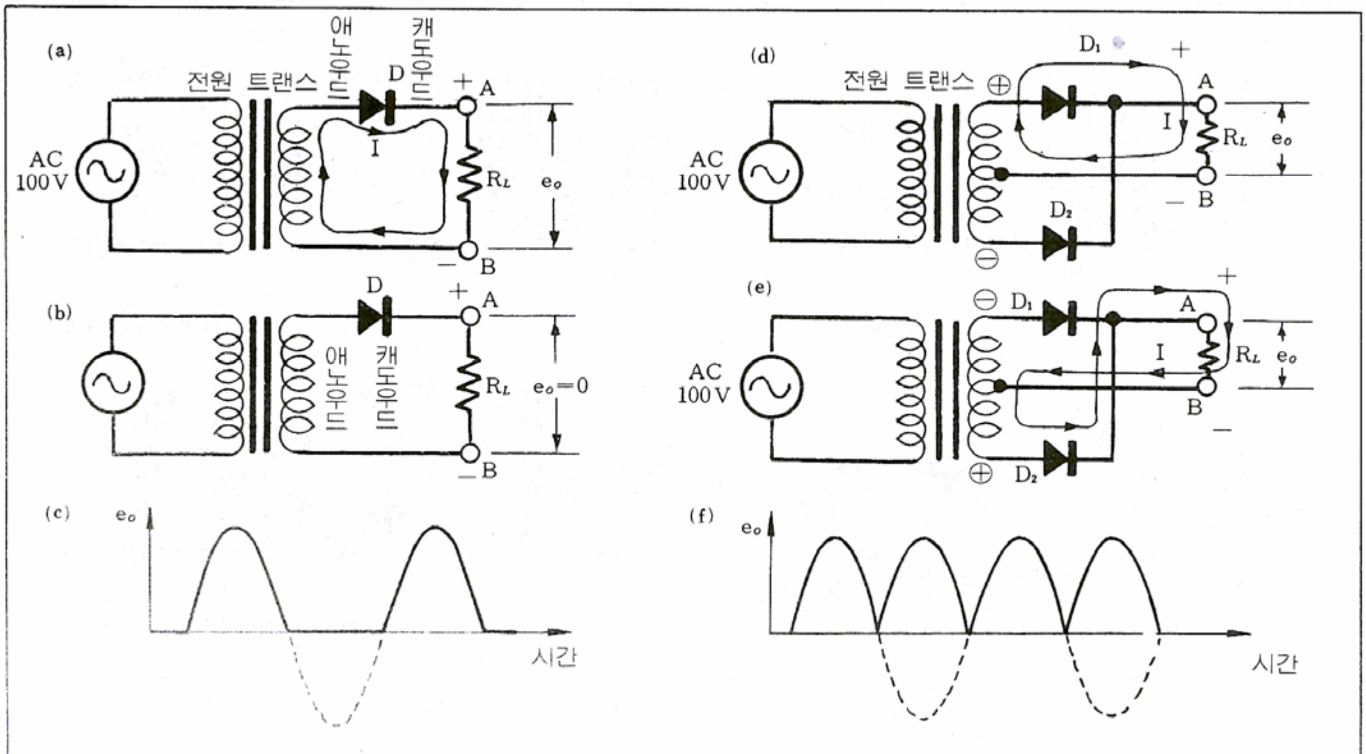
$$G_v=\frac{e_o}{e_i}=\frac{-\mu R_L}{r_D+R_L} \quad \cdots\cdots (7)$$

을 얻는다. μ, r_D는 각각 다음과 같이 부른다.

(μ…전압증폭률
r_D…출력저항)

전력증폭용 V-FET의 μ는 거의 4 정도, r_D는 10 Ω 정도의 값을 취한다. r_D가 낮기 때문에 보이스코일 저항 8Ω 정도의 스피이커를 직접 접속하여 울릴 수 있다.

5 5·1 가장 간단한 전원회로



〔그림 47〕 전원용 정류회로

반도체를 사용하여 라디오나 스테레오, 그 밖의 장치를 만드는데는 우선 전원이 필요하다. 가장 간단한 것은 전지 전원을 사용하는 것이지만, 전지를 갈아 넣기가 귀찮고, 전력을 소모하는 회로의 경우, 전지의 소모가 빨라 돈이 많이 드는 결점이 있다. 이 점에서 볼 때, 포오터블은 아니지만 가정용의 100V AC(교류)를 이용하는 전원은, 특히 전력 소비가 큰 스테레오나 TV 등에 없어서는 안된다.

반도체회로는 특별한 경우를 제외하고 직류전원이 아니면 안되기 때문에 가정용의 교류 100V를 직류로 고치는 회로, 즉 정류회로가 필요하게 된다. 〔그림 47〕에 기본적인 전원용 정류회로를 표시해 놓았다.

어느 것이나 다 전원 트랜스의 1차쪽을 교류 100 V에 접속하고, 2차쪽은 적당한 전압으로 내려 준다. 진공관회로에서는 반대로 전압을 높이는 경우도 있지만 반도체의 내압은 특수한 것을 제외하고 일반적으로 100V보다 낮기 때문에 전압을 낮추는 것이 보통이다.

트랜스리스라고 부르는 전원회로는 전원 트랜스를 사용하지 않고 직접 교류 100V에서 직류전압을 얻는 것이지만, 자칫 잘못하면 감전될 위험이 있기 때문에 초보자에게는 권할 수 없다.

(1) 반파정류회로

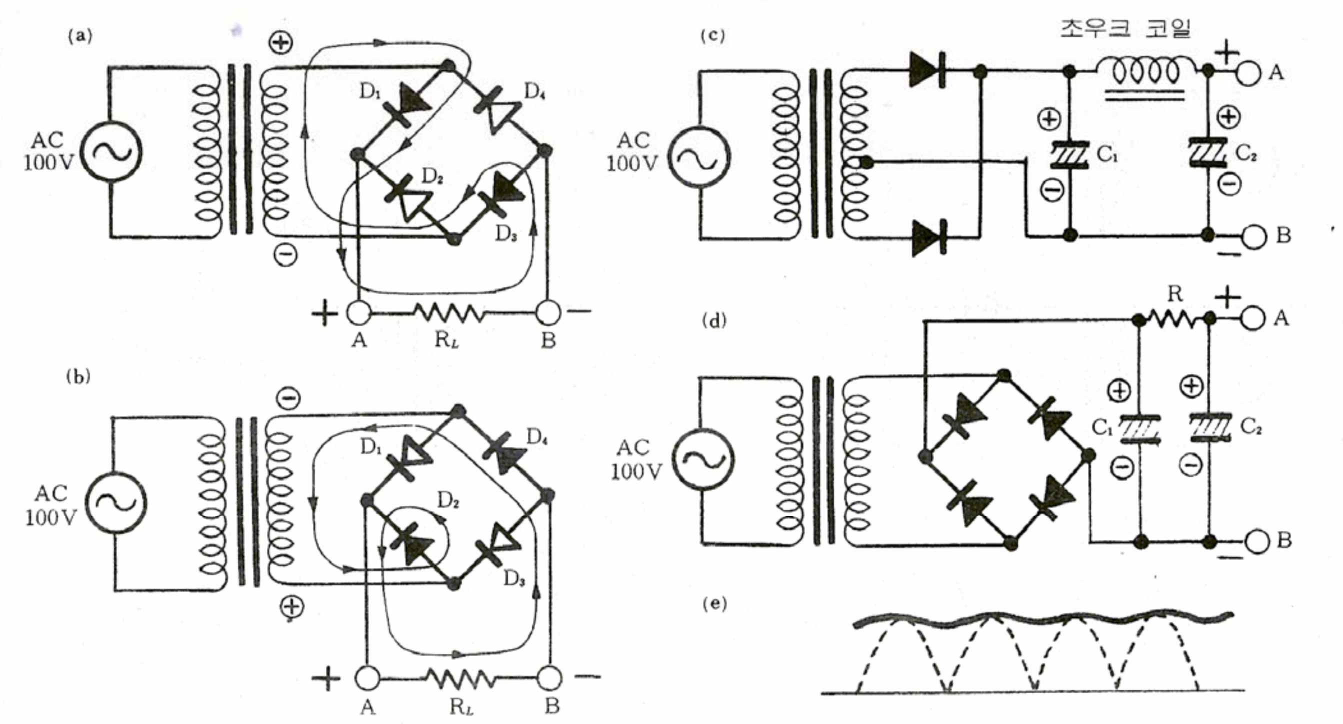
〔그림 47〕(a), (b), (c)는 반파정류회로의 원리를 설명하기 위한 것이다. (a)는 정류 다이오우드 D의 애노우드쪽이 +, 캐도우드쪽이 −의 극성으로 되었을 때인데, D에는 순방향 전류 I가 흐르고, 부하저항 R_L의 양 끝에 전압 e_o를 일으킨다. 교류전압을 정류하는 것이므로 e_o는 0에서 시간과 더불어 증가하여 최대값에 달하면 감소되기 시작하여 다시 0이 되어, 결국 마이너스의 전압이 애노우드에 걸리게 되면 e_o는 다음과 같은 이유로 0으로 유지된다. 그림 (b)에서는 애노우드가 마이너스, 캐도우드가 플러스일 때인데, 다이오우드 D는 역방향으로 바이어스되어 전류가 흐르지 않는다. 그 때문에 e_o는 0인채로이다

이상을 정리하여 정류전압 e_o의 시간변화는 그림 (c)와 같이 표시된다. 점선 부분은 다이오우드D가 역바이어스되어 전류가 흐르지 않는다.

(2) 전파정류회로

위의 반파정류회로는 전원전압의 반 밖에 사용하지 않기 때문에 능률이 나쁘고, 출력도 맥류로 되어 전원 리플 잡음이 많아 불리하다. 전파정류(양파정류)회로는 그림 (d), (e)와 같이 2개의 다이오우드 D_1, D_2가 번갈아 도통하기 때문에 출력전압은 (f)의 시간변화를 나타낸다.

전파정류는 전원전압을 최대한으로 이용했기 때문에 능률이 좋고, 맥류도 틈새가 막혀 있기 때문에 리플 잡음도 감소된다. 그 대신 다이오우드가 2개 필요하고, 트랜스 2차쪽 코일에 센터 탭을 붙이지 않으면 안된다.



〔그림 48〕 브리지 정류회로와 평활회로

전파정류의 다른 형으로서 〔그림 48〕(a), (b)의 브리지 정류회로가 있다. 4개의 다이오우드 D_1, D_2, D_3, D_4가 2조의 다리와 같은 형태로 접속되어 있다. 브리지 정류회로는 다이오우드를 4개 필요로 하는 대신 앞페이지의 〔그림 47〕(d), (e)에 있는 전원 트랜스 2차쪽 코일의 중점 탭은 필요가 없다.

가령 전원 트랜스 2차쪽 코일의 위쪽이 ⊕, 밑쪽이 ⊖의 극성이라 한다면, 전류는 그림 (a)에 보인 화살표에 따라 D_1－A단자－부하R_L－B단자－D_3와 같이 흐르고, A단자는 ＋, B단자를 －로 하는 직류전압이 발생한다.

다이오우드 D_2, D_4는 모두 애노우드가 －, 캐도우드가 ＋로 역바이어스되기 때문에 전류는 흐르지 않는다.

다음에 그림 (b)는 (a)와는 반대로 2차쪽 코일의 위쪽이 ⊖, 밑쪽이 ⊕의 극성에서는 그림 (b)의 루우트, D_2－A단자－부하R_L－B단자－D_4를 거쳐 전류가 흐르기 때문에 역시 A단자가 ＋, B단자가 －가 되는 직류전압을 얻을 수 있다.

R_L 양 끝의 전압은 시간에 대하여 앞페이지의 〔그림 47〕(f)와 똑 같은 형으로 변화한다. 그 때문에 직류전압이라고는 하지만 교류분을 많이 포함하고 있기 때문에 스테레오용 앰프의 전원에 사용하면, 부우 하는 60Hz의 전원잡음을 내기 때문에 사용할 수 없다.

전원잡음을 방지하기 위해서는 〔그림 48〕(c), (d)의 평활회로를 정류회로에 부가한다. 대용량의 콘덴서 C_1, C_2에 전하를 축적하고, 마치 수력발전소의 댐과 같이 전류의 급격한 변화를 평활화한다.

또 (c)에서는 C_1, C_2 사이에 초우크 코일을 접속하여 전류의 변동을 적게 하고 있다. 초우크 코일은 철심(코어)에 동선을 많이 감은 것인데, 교류에 대한 저항(리액턴스라 한다)이 크고, 직류저항은 매우 낮은 것이 장점이다.

그림 (d)는 초우크 코일 대신 직류저항을 사용했다. 비교적 소전류의 전원에 사용된다. 그림 (e)는 맥류전압이 평활화된 상황을 나타내고 있다.

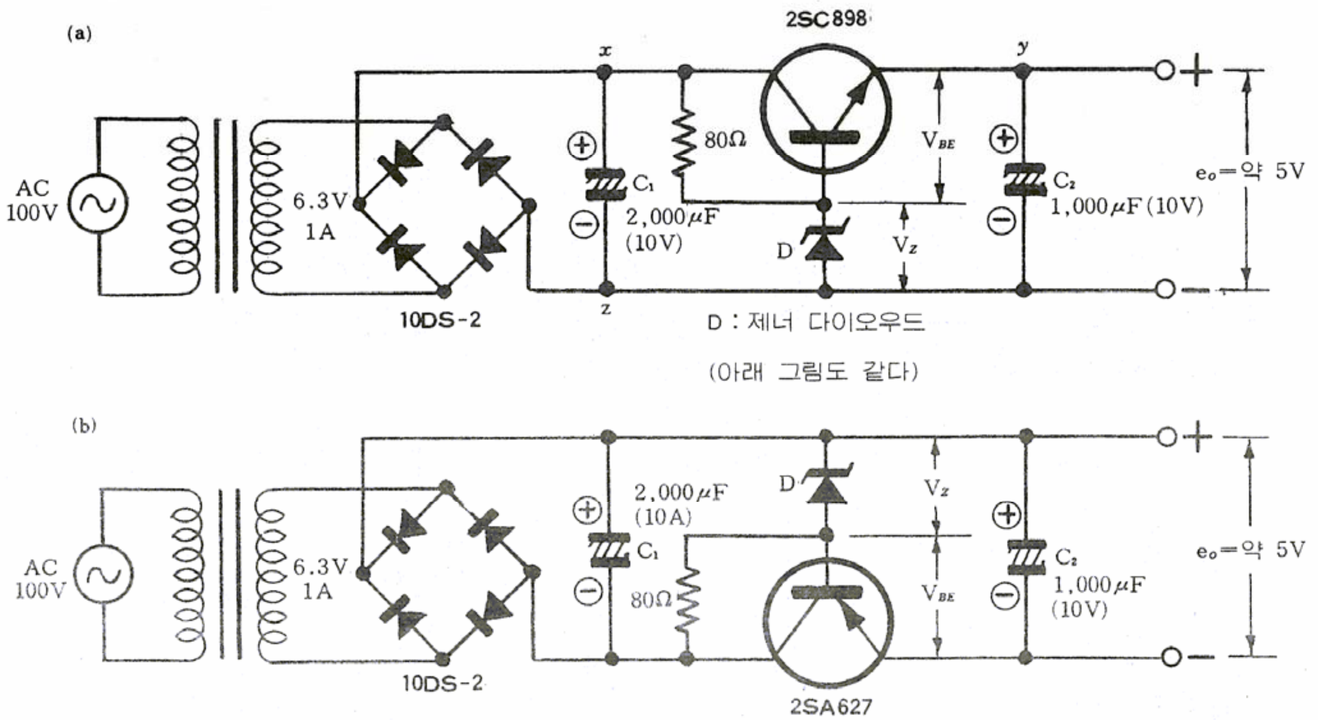
평활의 효과는 A－B간을 흐르는 부하전류를 일정하게 하면

(1) C_1, C_2가 클수록 좋다.

(2) 초우크 코일의 리액턴스 또는 저항R이 클수록 좋다.

고 할 수 있다. 초우크 코일 및 저항R은 흐르는 전류에 의하여 가열되기 때문에 전류가 클 경우는 와트수가 충분한 것을 사용한다. 콘덴서 C_1, C_2는 용량 외에 내압이 문제가 된다. 특히 C_1은 C_2에 비해서 높은 전압이 걸리기 때문에 실제로 걸리는 전압이 내압을 초과하지 않도록 주의하지 않으면 안된다. 대용량의 콘덴서로서 보통, 전해 콘덴서를 사용하지만, 극성(그림에 있는 ⊕⊖)이 있으므로 틀리지 않도록 한다.

5·3 누구라도 만들 수 있고 편리한 정전압(제너) 다이오우드를 사용한 간단한 안정화전원



〔그림 49〕 제너 다이오우드를 사용한 간단한 안정화전원

앞페이지의 〔그림 48〕(c), (d)의 회로에서도 훌륭히 전원으로서 쓸 수 있지만, 특히 전압변동을 엄격히 따질 때는 안정화전원이 필요하게 된다. 〔그림 48〕(c), (d)의 전원의 약점은, 부하전류가 달라지면 전원전압이 달라져 버리는데 있다.

〔그림 49〕(a), (b)의 회로는 정전압(제너) 다이오우드와 파워 트랜지스터를 조합시킨 간단한 안정화전원으로서 부하의 전류변동에 대하여 상당히 출력전압이 안정화된다. 그림 (a)와 그림 (b)의 차이는 파워 트랜지스터가 (a)에서는 NPN(2SC898), (b)는 PNP(2SA627)로 되어 있는 점뿐이다.

파워 트랜지스터는 앞페이지의 〔그림 48〕(d)에 나타낸 저항R과 같이 평활화에 도움이 될 뿐 아니라, 자동제어의 기능을 발휘하여 정전압화에 공헌한다.

〔그림 49〕에 사용한 전원 트랜스는 시판되고 있는 히이터 트랜스이다. 1차쪽 코일은 100V, 2차쪽은 6.3V 1A(또는 0.5A)로 되어 있다.

히이터 트랜스의 2차쪽은 브리지 정류기 10DS-2에 접속되어 있다. 10DS-2는 4개의 정류 다이오우드를 브리지 배선한 스택으로 되어 있기 때문에 고정하기가 간단하다.

10DS-2의 출력전압은 콘덴서 C_1(2,000μF, 내압 10V)에서 받아 파워 트랜지스터를 통한 후, 제2의 콘덴서 C_2(1,000μF, 내압 10V)에 걸린다.

파워 트랜지스터의 베이스에는 정전압 다이오우드 및 바이어스 저항 80Ω의 한쪽이 접속되고, 정전압 다이오우드의 제너 전압 V_Z와 파워 트랜지스터의 베이스·이미터간 전압 V_{BE}를 가한 전압이 출력으로서 꺼내진다.

즉 $e_o = V_Z + V_{BE}$ ······························ (1)

의 관계가 성립된다.

V_Z는 제너 다이오우드D에 의하여 거의 일정하고, 트랜지스터의 V_{BE}도 실리콘의 경우, 0.6V 전후에서 크게 변화하지 않기 때문에 e_o는 안정화된다는 것을 알 수 있다.

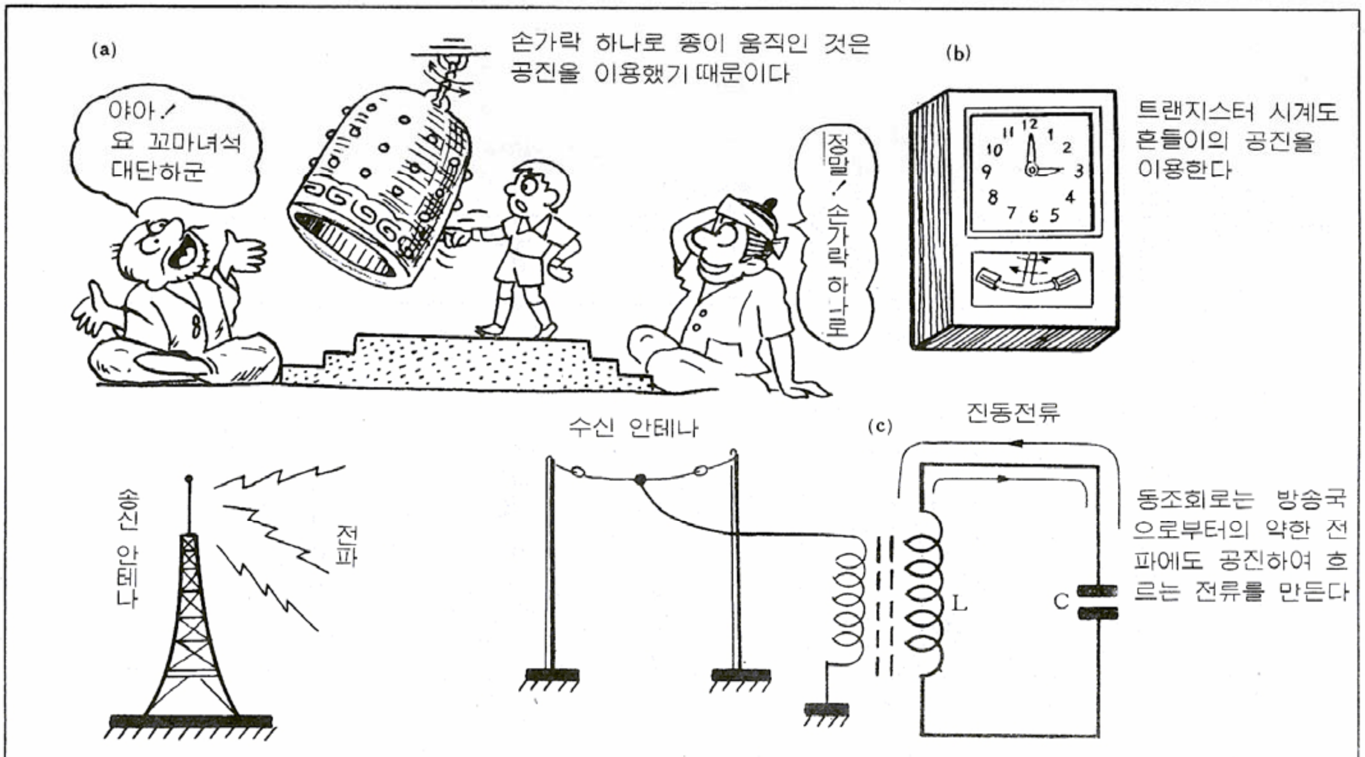
〔그림 49〕(a), (b)는 부하가 전혀 없기 때문에 파워 트랜지스터의 이미터 전류는 제로이고, 베이스 전류도 거의 흐르지 않는다. 그 때문에 x점에서 80Ω을 통하여 전류의 대부분은 제너 다이오우드D를 통하여 z점에 떨어진다.

다음에 부하전류가 증가하면 파워 트랜지스터의 이미터 전류(부하전류와 같다)를 일으켜 베이스 전류도 흐르고, 제너 다이오우드D를 흐르는 전류는 무부하전류 때에 비해서 감소된다. 그러나 제너 다이오우드 양 끝의 전압은 그 정전압 특성에 따라 거의 일정하게 유지된다.

〔그림 49〕의 정전압(제너) 다이오우드는 RD5A로서, 제너 전압 V_Z=5V, 허용전력 200mW이다.

따라서 출력전압은 약 5V가 된다.

5 5·4 라디오, TV 수신에 없어서는 안되는 안테나와 동조회로



〔그림 50〕 라디오의 안테나와 동조회로

무선으로 보내지는 여러가지 정보는 라디오, TV, 아마튜어 무선 등인데, 일단 안테나로 받은 후 반드시 동조회로의 도움을 받는다.

그런데 전기 부분의 동조회로는 대체 기계 부분의 무엇에 해당할까? 〔그림 50〕(a)를 보자. 옛날 이야기를 만화로 그려 놓았다. 한 어린 소년이 힘자랑을 하는 젊은이들에게, 매달려 있는 큰 종이 움직이느냐 움직이지 않느냐 하는 내기에 말려 들었다.

어린 소년은 손가락 1개로 움직일 수 있다고 말했다. 힘자랑을 하는 젊은이들은 자기네가 전력을 다해도 끄떡도 하지 않는 종을 어린 아이가 움직일 수야 없겠지 하고 장담했지만, 소년은 다음과 같이 하여 내기를 실행해 버렸다.

우선 손가락으로 종을 밀었지만 물론 꼼짝도 하지 않았다. 그러나 소년은 종이 자유로이 흔들릴 때의 주기에 일치시켜 끈기있게 손가락 1개로 계속 밀었다.

처음에는 꼼짝도 하지 않던 종이 한참 후에 크게 흔들리기 시작했다. 소년은 힘이 아니라 과학적인 두뇌의 힘으로 이긴 것이다.

역학의 용어를 빌면, 소년은 종의 공진을 이용한 것이다. 종은 자유로이 진동시키면 일정한 주기를 가지고 움직인다. 이것은 갈릴레이가 발견한 등시성에 따르는 흔들이의 운동과 다름이 없다. 이 주기에 맞추어 밖에서 힘을 가하면 그 힘이 비록 작은 것이라도 어떤 수준 이상이면 흔들이(매달린 종)는 그 진폭을 증대해 간다. 이것이 공진이다.

그림 (b)의 트랜지스터 시계도 흔들이의 공진을 이용한 것인데, 흔들이에 걸리는 힘은 트랜지스터의 전류에 의한 미약한 자력이다.

이를테면 어린 소년의 손가락의 힘을 전파라 하고, 종을 동조회로로 바꾸어 놓는다면, 그림 (c)의 무선 송수신의 시스템이 완성된다.

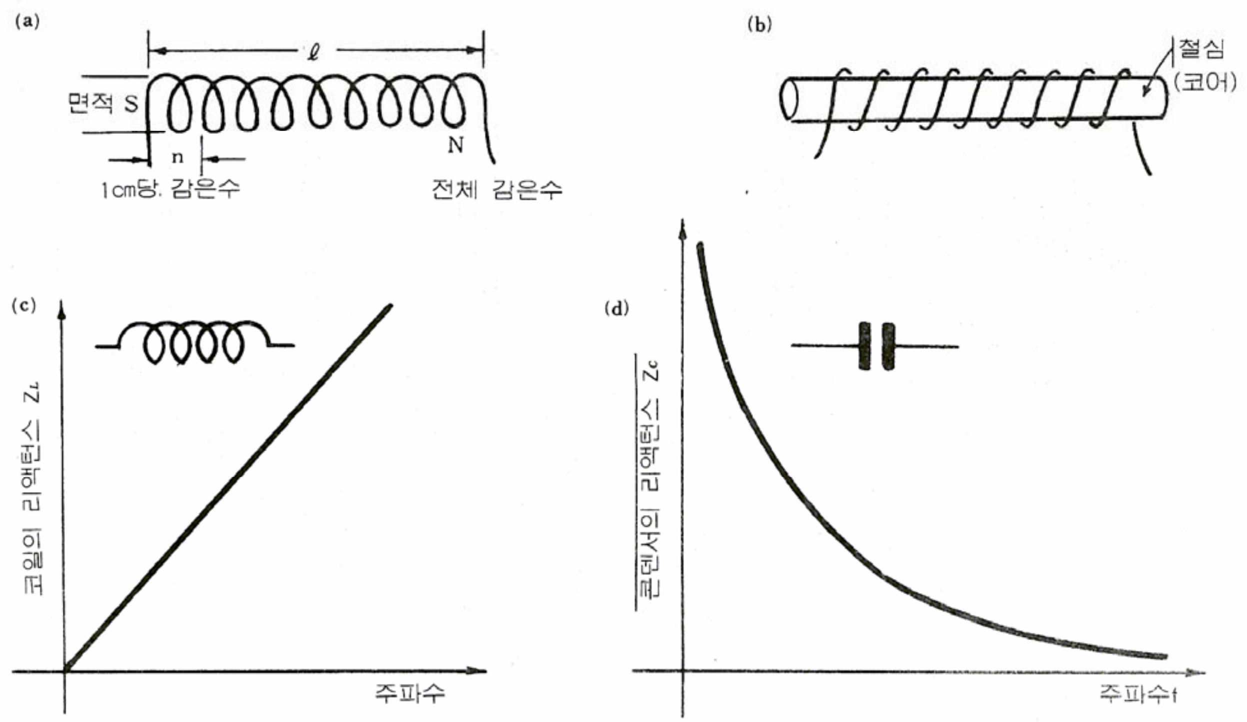
방송국으로부터의 전파는 에너지로서는 미약하지만, 이것을 안테나로 받아 동조회로를 통하면 위에 든 공진의 원리에 의해서 동조회로에는 진동적인 전류가 흐른다.

전파의 주파수와 동조회로의 공진(동조) 주파수가 일치하면 종이 크게 흔들리듯이 진동전류가 강해진다. 반대로, 전파의 주파수가 동조 주파수에서 벗어나면 진동전류는 훨씬 약해진다. 이것은 힘자랑을 하던 젊은이들이 종의 공진을 이용하지 않았기 때문에 종이 꼼짝도 하지 않은 것과 같다. 동조회로의 공진 주파수는 무엇에 의하여 정해지느냐 하면, 그것은 그림 (c)에 있는 코일의 인덕턴스L과 콘덴서의 용량C이다. L의 단위를 헨리, C의 단위를 패럿으로 나타내면 공진주파수f는 다음 식으로 주어진다.

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad \cdots\cdots (2)$$

(π는 원주율인 3.1412………)

코일의 인덕턴스, 리액턴스



〔그림 51〕 코일의 인덕턴스, 리액턴스, 콘덴서의 리액턴스

앞페이지에서 동조회로의 인덕턴스라는 말이 나왔는데, 여기서 인덕턴스의 설명을 해 두자. 코일은 동선을 나선형으로 감아 만든 것인데, 동선의 직류저항 이외에 교류에 대해서는 그 주파수에 비례한 저항을 발생한다.

이 교류에 대한 저항은 교류의 주파수 f에 비례하지만, 코일의 인덕턴스를 L헨리라 하면 교류에 대한 저항(리액턴스)은 $L \times 2\pi f$〔Ω〕 (π는 원주율 3.14……)이 된다.

그럼, 인덕턴스L은 무엇에 의해서 정해지느냐 하면, 〔그림 51〕(a)에 보인 원형 코일의 단면적S, 1cm당 감은 수n, 전체의 감은 수 N으로 주어진다. 계산식은

$$L = \frac{4\pi nNS}{1,000} \cdots\cdots (3)$$

로 표시된다. 다만 단위는 μH(마이크로 헨리 : 1μH는 1H의 100만분의 1)이다. 코일의 길이를 1cm라 하면

$$N = n\ell \cdots\cdots (4)$$

의 관계가 있다.

일례로서 n=20, N=200, S=1cm²라 하면 인덕턴스는

$$L = \frac{4 \times 3.14 \times 20 \times 200 \times 1}{1,000} = 50\mu H$$

로 구할 수 있다.

그림 (a)와 같이 다만 코일을 감은 것뿐인 것은 공심 코일이라 한다. 그림 (b)는 철심(코어)에 코일을 감아 놓았는데, 이 경우 인덕턴스는 공심일 때의 μ배로 증가한다. μ를 철심의 유자율이라 한다. 따라서 (3)식은

$$L = \frac{4\pi n\ NS\mu}{1,000} \cdots\cdots (5)$$

가 된다. 위의 공심 코일에 μ=100의 철심을 넣으면 L=50×100=5,000μH=5mH(1mH는 1H의 천분의 1)로서 공심 때의 100배로 증가한다.

코일의 교류에 대한 저항, 즉 코일의 리액턴스 Z_L은 교류의 주파수를 f라 하면

$Z_L = 2\pi fL$ ………(6) (L은 코일의 인덕턴스)

라고 쓸 수 있기 때문에 Z_L은 주파수f에 비례한다.

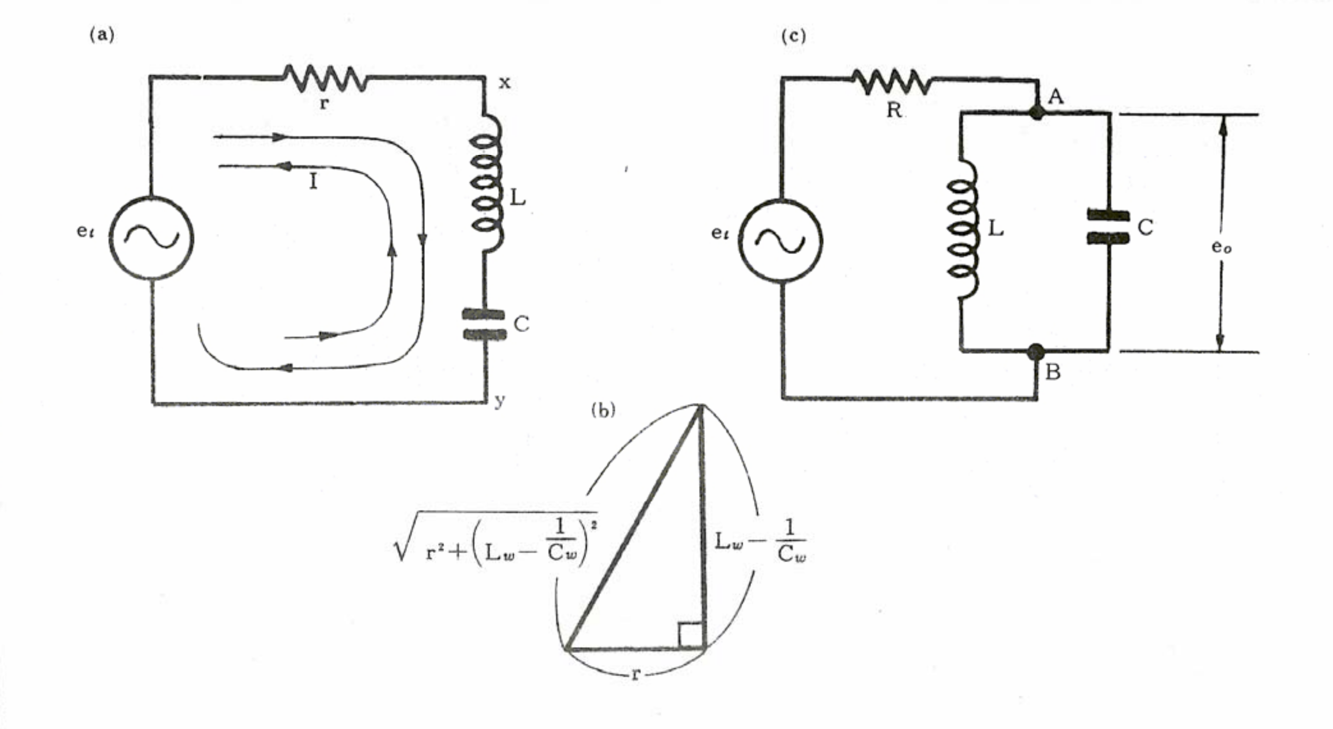
그림 (c)는 주파수 f와 Z_L의 관계를 그래프에 그린 그림이다.

다음에 콘덴서의 리액턴스(교류에 대한 저항)를 Z_C라 하고, 콘덴서의 용량을 C, 교류의 주파수를 f라 하면

$$Z_C = \frac{1}{2\pi fC} \cdots\cdots (7)$$

의 관계가 있다. (7)식에서 f=0, 즉 직류에 있어서 콘덴서의 리액턴스는 무한대로서 전류를 전혀 흘리지 않는다. 다만, 〔그림 15〕에서 설명한 것과 같이 초기의 충전전류만은 흐른다. 또 주파수가 높아지면 Z_C는 0에 가까와진다. 그림 (d)를 참조하기 바란다.

5 5·6 이것만은 알아 두어야 할 회로의 임피이던스, 직렬공진, 병렬공진



〔그림 52〕 회로의 임피이던스 직렬 병렬 공진

〔그림 52〕(a)는 직류저항r, 인덕턴스L, 콘덴서C가 직렬로 접속된 회로로서 직렬공진회로라 한다. 이 회로의 직류에 대한 저항은 콘덴서C가 있기 때문에 무한대이고, 직류를 통하지 않지만 교류는 통한다. r, L, C로 구성되는 회로의 교류 (주파수 f)에 대한 저항은 임피이던스라 하는데, 그림 (a)의 임피이던스를 Z라 하면

$$Z=\sqrt{r^2+\left(L\omega-\frac{1}{C\omega}\right)^2}\cdots\cdots \quad (8)$$

($\omega=2\pi f$로서 각주파수라 부른다)

로 주어진다.

이와 같이 그림 (a) 회로의 임피이던스는 간단한 식은 아니지만 r, $L\omega-1/C\omega$는 각각

r……………직류저항

$L\omega-\frac{1}{C\omega}$……리액턴스

라고 부르고 있다. (8)식에서 r=0라고 하면

$$Z=\sqrt{\left(L\omega-\frac{1}{C\omega}\right)^2}=L\omega-\frac{1}{C\omega}\cdots\cdots\cdots (9)$$

이 되고, 또

$$L\omega=\frac{1}{C\omega}\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots (10)$$

의 조건이 성립하면 Z=0, 즉 교류에 대한 저항(임피이던스)은 0이 되어, 이론상으로는 무한대의 전류가 흐른다. 이것이 5·4의 그림 (c)에서 설명한 동조회로의 원리로서 동조의 조건 (10)식을 변형하면

$$\omega^2=\frac{1}{LC} \text{ 또는 } \omega=2\pi f=\frac{1}{\sqrt{LC}}$$

$$\text{혹은 } f=\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

이 되어 (2)식의 결과와 일치한다.

그림 (a) 회로의 임피이던스는 그림 (b)와 같이 직각3각형의 변의 길이로 나타낼 수 있다.

직각을 낀 2변의 길이를 각각 r, $L\omega-1/C\omega$라 하면 피타고라스의 정리에 의하여 빗변의 길이는

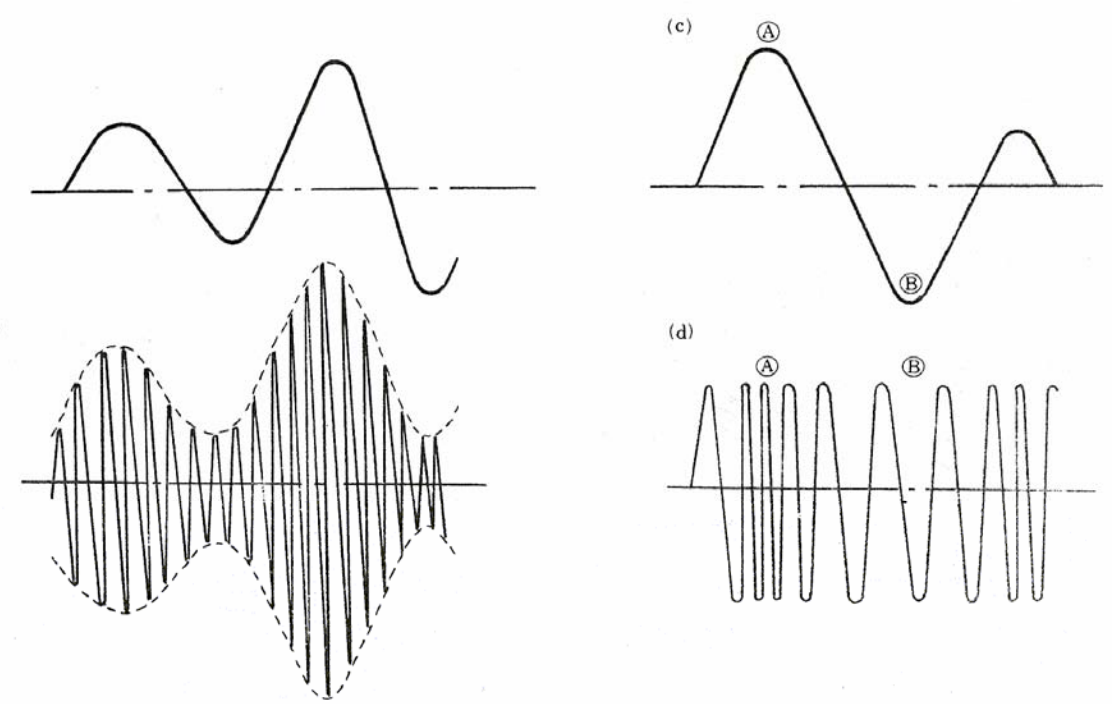
$$\sqrt{r^2+\left(L\omega-\frac{1}{C\omega}\right)^2}=\text{빗변의 길이}$$

가 되기 때문이다.

그림 (c)는 인덕턴스L과 콘덴서C가 병렬로 접속되어 있다. 그 때문에 병렬동조회로라 불린다.

병렬동조회로에서 (10)식의 동조조건이 성립하면, LC 병렬회로의 임피이던스(그림의 A—B 사이 임피이던스)는 무한대가 되고, A—B양끝의 출력전압 e_o는 e_t와 같게 된다. 그림 (a)의 직렬동조회로에서는 L과 C의 합성 임피이던스(그림의 x—y간의 임피이던스)는 동조 때에 0이 된 것에 대하여 대조적이다.

그러나 실제로는 코일L에 직류저항분이 있고, A—B간의 임피이던스가 무한대가 되는 수는 없다. 코일의 저항이 적은 병렬동조회로일수록 Q(질 : 영어의 guality)가 높다고 한다.



〔그림 53〕 진폭변조와 주파수변조

라디오, TV, FM방송 등은 사람의 음성과 음악, 영상 등의 신호를 전파에 실어 보내는 것인데, 어떤 방식을 사용하고 있는지 알아 보자. 원리적으로는 변조를 사용하는 것인데, 변조에는

(1) 진폭변조
(2) 주파수변조
(3) 위상변조

의 3종류가 있다.

현재 라디오, TV, FM방송에 사용되고 있는 변조 방식은 (1)의 진폭변조와 (2)의 주파수변조이다.

〔그림 53〕(a)는 음성이라든가 음악의 전압파형을 나타낸다. 우리들의 귀에 들리는 주파수는 낮은 것이 16Hz, 높은 것은 20,000Hz라 한다. 실제로는 이 범위의 주파수가 혼합되어 있는 것이다.

진폭변조(amplitude modulation : 줄여서 AM)는 이 음성신호로서 캐리어(반송파)라 불리는 고주파 신호의 진폭을 바꾼다. 〔그림 53〕(b)는 진폭이 (a)인 음성신호와 똑 같이 변하고 있다. 점선 부분과 그림 (a)를 비교해 보기 바란다.

진폭변조는 쇄선(전압 0의 기준선)을 중심으로 하여 상하 대칭이 되어 있다.

서울 지역의 방송국 캐리어 주파수는 다음과 같다.

KBS제 1 방송 ························711,000Hz
KBS제 2 방송 ························639,000Hz
MBC문화방송 ························900,000Hz
CBS기독교방송 ······················837,000Hz
라디오 서울 ··························792,000Hz

이들 주파수는 너무 가까우면 혼신을 일으키기 때문에 무제한으로 방송 주파수를 택할 수는 없다.

다음에 주파수 변조(frequency modulation : 줄여서 FM)는 그림 (c), (d)에 보인 원리에 의한다. 음성신호가 (c)의 Ⓐ점과 같이 고레벨일때는 캐리어 주파수가 높아진다. 그림 (d)의 Ⓐ 부분을 보자. 반대로 음성신호의 진폭이 내려가 Ⓑ점에 오면 캐리어 주파수도 저하하여 그림 (d), Ⓑ점과 같이 생긴 파형이 된다.

주파수 변조는 잡음에 강하고, 넓은 주파수 대역의 재생을 할 수 있기 때문에 좋은 음질을 즐길 수 있다. 또, 스테레오 음악을 보낼 수도 있다.

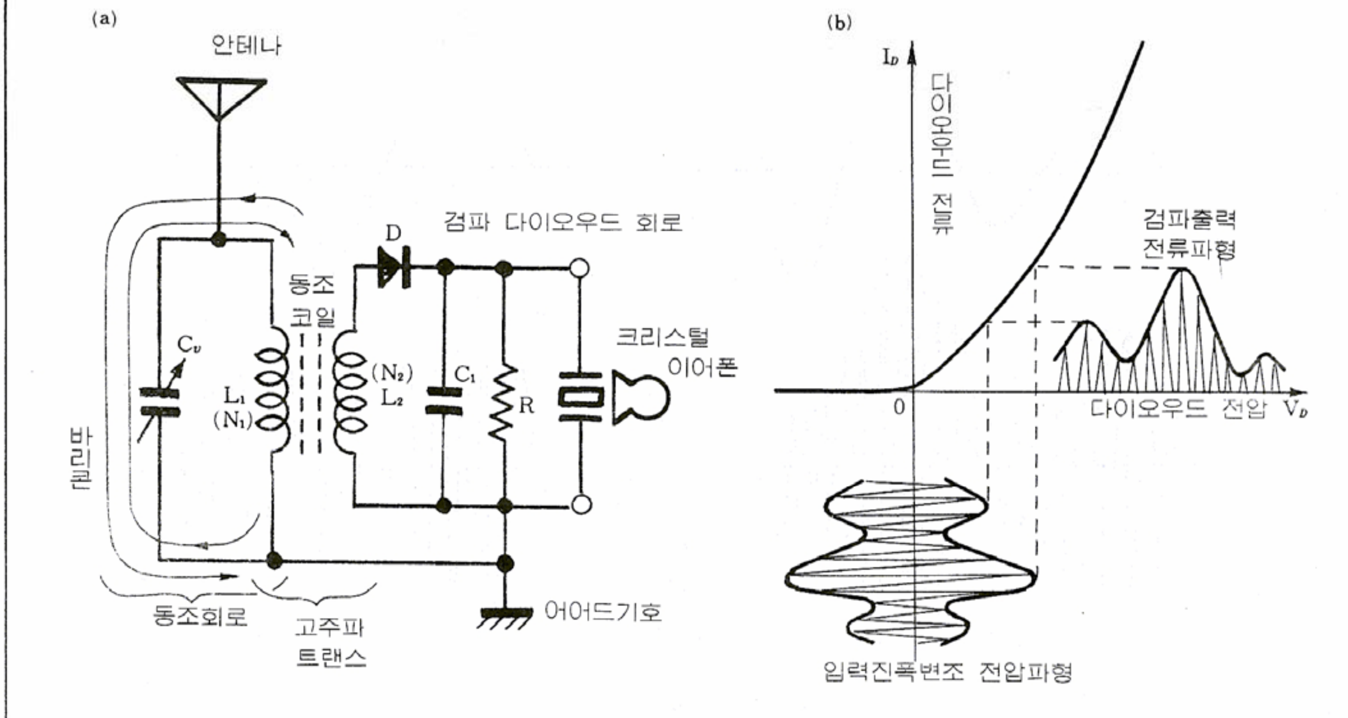
서울 지역의 FM방송은

KBS제 1 FM ························93·1MHz
KBS제 2 FM ························89·1MHz
MBC문화FM ························91·9MHz

단 1MHz는 1,000,000Hz이다.

FM 방송은 간단한 와이어리스 마이크에 사용되며, 또 TV의 음성 부분도 FM 방송이다.

5·8 이것만으로도 라디오를 들을 수 있는 검파회로 (진폭변조용)



〔그림 54〕 검파회로

앞페이지에서 캐리어 전파의 진폭변조 및 주파수변조의 원리에 대하여 공부했다. 다음 문제는 이와 같이 하여 보내 온 전파를 수신한 후, 원래의 음성신호를 꺼내는 것이다.

〔그림 54〕(a)는 가장 초보적인 라디오의 회로인데, 다음의 각 부분으로 되어 있다.

안 테 나
동조회로
고주파 트랜스
검파회로
이 어 폰

방송국의 전파는 송신용 안테나와 대지 어어드 사이에서 발사되기 때문에 수신하는 쪽도 수신 안테나와 어어드 사이에서 받는 것이 이상적이지만, 귀찮고 벼락이 떨어질 위험 때문에 대지 어어드를 하여 수신하는 일은 거의 없다. 〔그림 54〕(a)에서 안테나와 어어드 사이에 유기된 전압은 바리콘 C_v (바리콘은 가변용량 콘덴서로서 영어의 variable condenser를 줄인 말이다)와 인덕턴스L_1로 구성되는 동조회로로 동조가 취해지면 공진전류가 흐르고, 고주파 트랜스의 2차쪽 코일L_2에 방송국과 같은 고주파 전압이 발생한다.

그림 (a)에서 N_1, N_2는 1차쪽, 2차쪽의 감은 수이다. L_2에 생긴 전압은 검파용 다이오우드 D로 검파되는데, 그 원리는 그림(b)를 보면 알 수 있다.

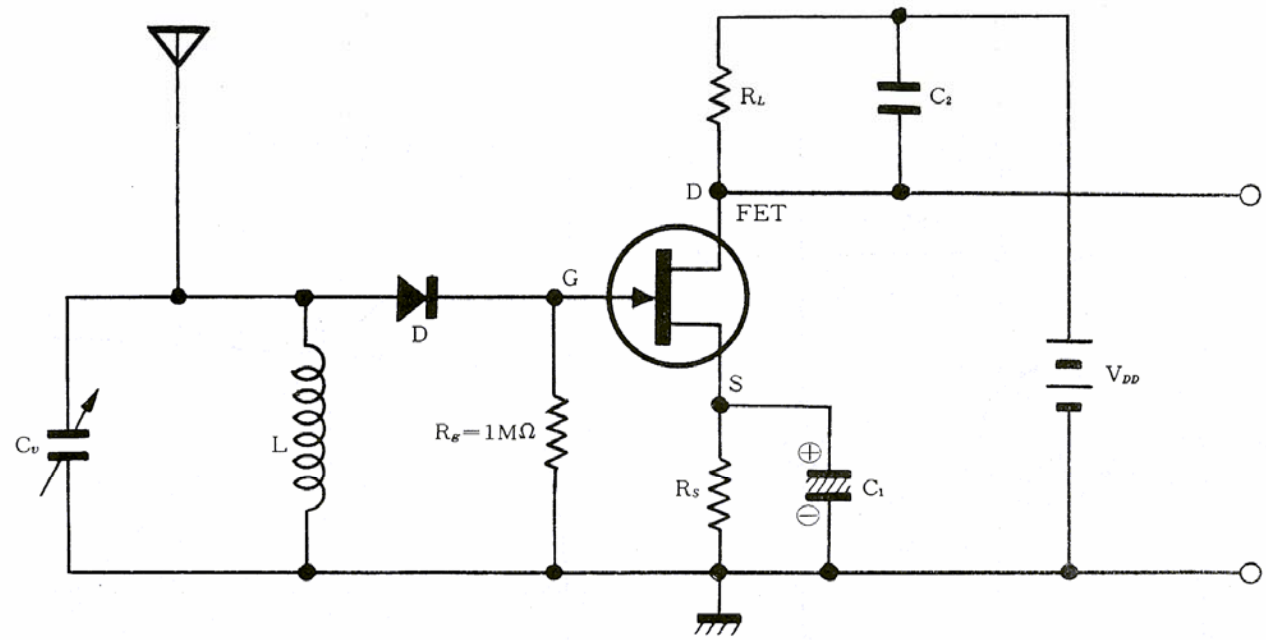
수평축에 다이오우드에 걸리는 전압 V_D를 잡아 놓았는데, 그림 (a)의 고주파 트랜스 2차쪽의 고주파전압은 그림 (b)에 보인 것과 같이 $V_D=0$인 점O를 중심으로 하여 다이오우드D의 양 끝에 걸린다.

고주파 전압의 플러스 반파는 다이오우드에 순방향의 고주파 전류를 흘리지만, 마이너스의 반파는 다이오우드가 역방향으로 바이어스되기 때문에 찌부러져 있다.

그 때문에 검파출력 전류 파형은 진폭변조 전압파와 같은 형의 꼭 반이 된다. 여기서 필요한 것은 검파출력전류를 변조하고 있는 저주파 부분이며, 고주파는 필요가 없다. 그림 (a)의 콘덴서C_1은 고주파에 대한 리액턴스가 낮기 때문에 고주파를 통과시키고, 반대로 저주파는 C_1을 통하기 어려우므로 저항R에 흐르고, R의 양 끝에 저주파 전압을 발생시킨다. 이 전압은 크리스털 이어폰에 유도되어 음성을 발생한다.

크리스털 이어폰은 소자에 걸리는 전압의 파형에 상응하여 진동하고, 소리를 내지만, 그 진폭이 작기 때문에 큰 음량은 무리이다. 그러나 능률이 좋고, 소자를 가진 저항은 높기 때문에 편리한 이어폰이다.

TV나 메이커제의 라디오에 붙어 있는 이어폰은 마그네틱형으로서, 그 저항이 매우 낮기 때문에 그림 (a)의 회로에는 쓸 수 없다. 검파용 다이오우드는 게르마늄 점접촉형이면 충분하다.



〔그림 55〕 검파한 후 FET로 저주파증폭한다

방송국에 가까운 지역에서 안테나의 길이를 충분히 잡으면(10m 이상), 앞페이지의 〔그림 54〕의 라디오로 중파수신을 할 수 있다. 그러나 음량은 작아서 사용하기에 불편하다.

그래서 검파뿐 아니라 증폭과 조합시키면 좋을 것이라는 것은 누구나 생각하는 점이다. 이 경우, 증폭하는 방법으로서 다음의 3가지를 생각할 수 있다.

(1) 고주파증폭

초보자에게 고주파증폭은 아무것도 아닌 것 같지만, 기술적으로는 어렵다. 왜냐 하면 눈에 보이지 않는 콘덴서 용량이나 인덕턴스가 작용하기 때문이다. 눈에 보이지 않기 때문에 회로도에도 그려 놓지 않는다. 이를테면 배선한 선과 선이 얽혀 있으면 콘덴서가 만들어진다든가, 배선의 길이가 길면 인덕턴스가 되어 버리는 것이다.

또 고주파전류가 코일에 흐르면 미약하지만 전파가 되어 입력쪽으로 돌아와, 발진이라는 달갑잖은 현상이 일어난다. 이와 같이 고주파증폭을 안정되게, 또 높은 증폭률로 하기가 곤란하기 때문에 대부분의 경우, 중간주파증폭이라든가 저주파증폭이 사용된다.

(2) 중간주파 증폭

이것은 슈우퍼헤테로다인 수신기에 반드시 채용되어 있는 것인데, 수신한 고주파 전압과 수신기 내부의 발진전압 비이트를 없애고, 수신주파수에 관계 없이 언제나 일정한 주파수(보통의 라디오에서는 455kHz로서, 이것을 중간주파수라 한다)로 고쳐 증폭한다.

(3) 저주파 증폭

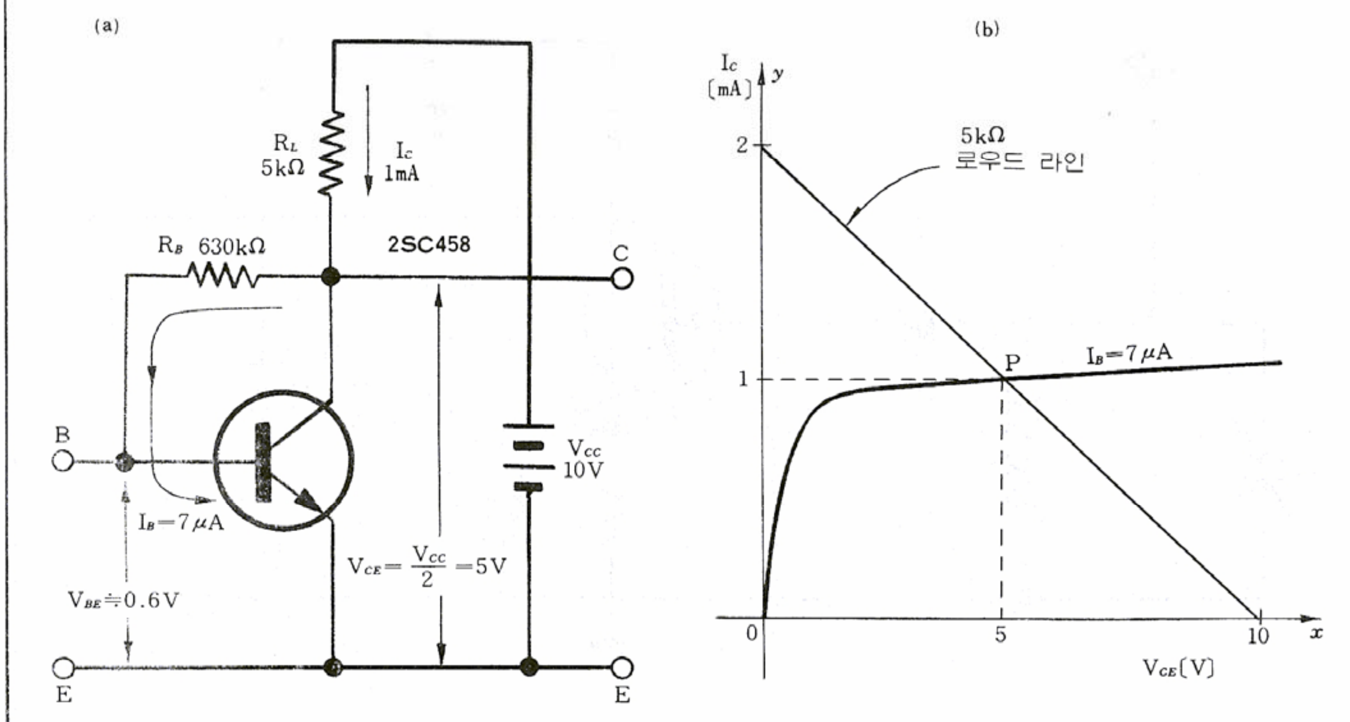
위에 말한 고주파 증폭이나 중간주파 증폭은 증폭한 후에 검파하는 것이지만, 저주파 증폭은 검파한 후의 저주파 전압을 증폭하게 된다.

〔그림 55〕는 전계효과 트랜지스터(FET)를 사용하여 저주파 증폭하는 회로이다. FET는 게이트 G를 소오스S에 대하여 역바이어스하여 사용하는 관계로, 게이트G · 소오스S간의 저항은 매우 높은 것이 특징이다. 〔그림 55〕에서 바리콘 C_v와 인덕턴스L로 구성되는 동조회로에는 병렬로 검파용 다이오우드(게르마늄 점접촉형)와 직류저항 R_g(500kΩ~1MΩ)가 접속되고 또 R_g에는 FET의 G-S간 저항이 병렬로 들어간다.

이들의 병렬저항이 낮으면 동조, 검파회로의 전압 게인이 내려가고, 각 방송국의 혼신도 일어나기 쉽게 된다. 〔그림 55〕의 회로는 입력저항이 높은 FET를 사용했기 때문에 게인도 높고, 혼신도 적다.

FET의 소오스 · 어어드 사이의 저항 R_S는 게이트에 역바이어스 전압을 주기 위한 저항이다. 또 전해 콘덴서C_1은 저주파 전류의 바이패스용이고, R_L에 병렬인 콘덴서C_2는 고주파 전류의 바이패스용이다.

5·10 간단하면서 안정된 자기 바이어스형 저주파 1단 앰프의 설계



〔그림 56〕 자기 바이어스형 저주파 1단 앰프

3장에서 고정 바이어스 방식의 저주파 1단 앰프를 설계했으니, 여기서는 같은 2SC458에 의한 자기 바이어스형 저주파 1단 앰프의 설계를 해보기로 하자.

3·13의 〔그림 29〕, 3·16의 〔그림 32〕 및 3·23의 〔그림 39〕를 참조하기 바란다.

먼저 전원전압 V_{CC}를 10V로 한다. 컬렉터 전류 I_C는 1mA로 택한다. 사용하는 2SC458의 직류전류 증폭률 h_{FE}는 Ⓑ에 속한다고 하면 $h_{FE}=100\sim200$의 범위에 있다.

2SC458의 최대정격은 $V_{CEO}=30V$, $I_C=100mA$, $P_C=200mW$이므로 위에 적은 동작점에서 정격을 초과할 염려는 없다.

〔발전 Ⅰ〕 먼저, 트랜지스터의 직류 동작부터 생각해 보자. 〔그림 56〕(a)에 보인 것과 같이 A급 동작의 조건에 따라 2SC458의 컬렉터 · 이미터간 전압 V_{CE}는 전원전압 $V_{CC}=10V$의 반이 되지 않으면 안된다.

$$V_{CE}=\frac{V_{CC}}{2}=\frac{10V}{2}=5V$$

컬렉터 부하저항 R_L은, 위의 $V_{CE}=5V$를 컬렉터 전류 I_C의 1mA로 나누어

$$R_L=\frac{V_{CE}}{I_C}=\frac{5}{0.001}=5,000\Omega=5k\Omega$$

으로 구해진다.

〔그림 56〕(b)에는 로우드 라인 $\overline{xy}$를 그려 놓았다.

동작점은 $\overline{xy}$의 중점 P이다.

P점은 트랜지스터의 $V_{CE}-I_C$ 특성곡선의 $I_B=7\mu A$와 교차되어 있기 때문에 그림 (a)의 베이스 · 바이어스 저항R_B는 $7\mu A$의 베이스 전류를 흘리도록 정하면 되는 것이다. 2SC458의 베이스·이미터간 전압 V_{BE}를 0.6V라 하면 R_B의 양 끝에 걸리는 전압은

$$V_{CE}-V_{BE}=5V-0.6V=4.4V$$

이다. 4.4V의 전압에서 $7\mu A$의 전류가 흐르는 저항 R_B는 오옴의 법칙을 사용하여

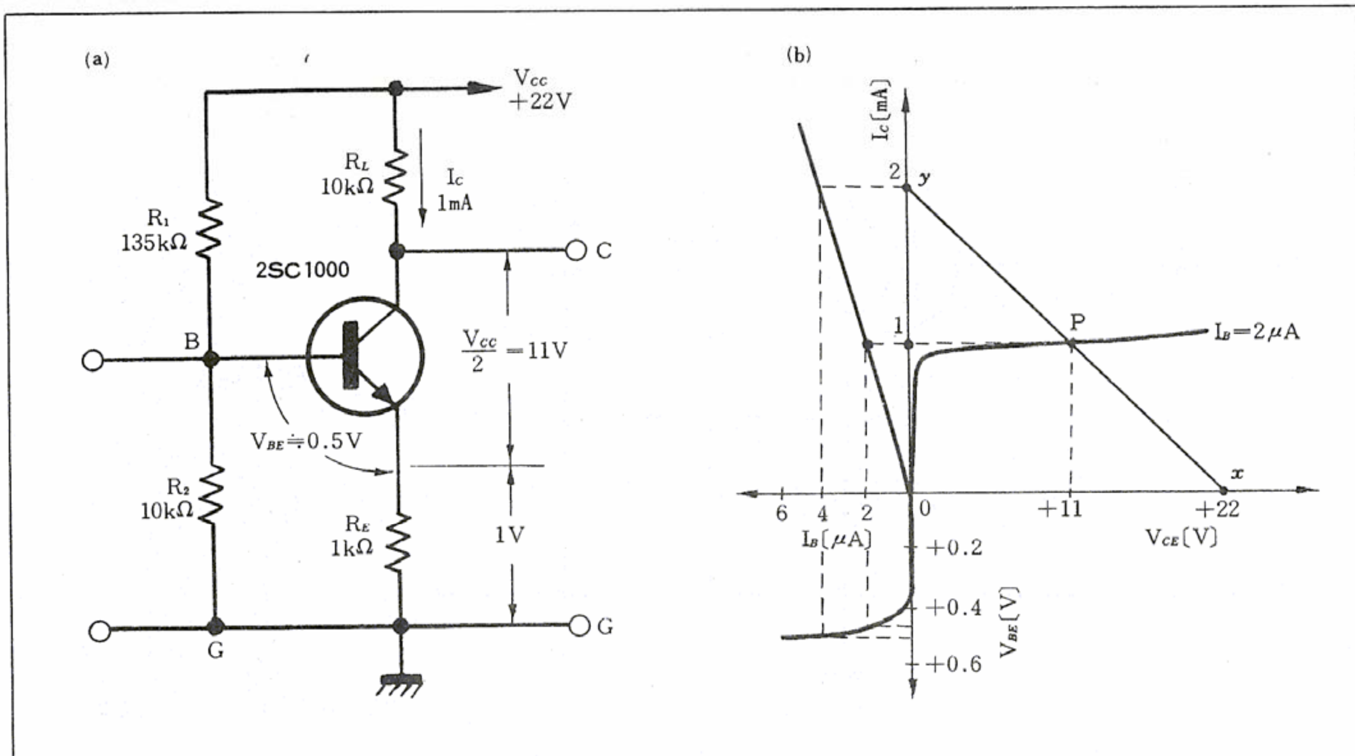
$$R_B=\frac{4.4}{0.000007}\fallingdotseq630,000\Omega=630k\Omega$$

이 된다. 3·13의 (16)식에서 $R_L=5k\Omega$, $h_{FE}=1mA\div7\mu A\fallingdotseq140$을 대입하면 $R_B=h_{FE}\times R_L=140\times5k\Omega=700k\Omega$으로 계산되어, 위의 630kΩ과 조금 다르다. 그 이유는 V_{BE}를 0으로 근사했기 때문이다. 630kΩ쪽이 정확한 값이다. S팩터는 3·16의 (29)′식에서 $S=(h_{FE}+1)/2\fallingdotseq70$이다.

〔발전 Ⅱ〕 $V_{CE}=5V$, $I_C=1mA$일 때 2SC458의 h 파라미터는 3·20의 〔표 9〕에 의하여 $h_{ie}=4k\Omega$, $h_{fe}=150$이다. 3·23의 (58)식과 (59)식을 사용하여

입력저항 $R_i=h_{ie}/2=2k\Omega$, 전압 게인 $G_v=-h_{fe}\cdot R_L/h_{ie}\fallingdotseq-190$배로 구할 수 있다. 회로 전체의 입력저항은 R_B의 630kΩ이 R_i의 2kΩ보다 훨씬 크기 때문에 $R_i=2k\Omega$으로 생각해도 된다.

5 5·11 안정되고 성능 좋은 전류 궤환 바이어스형 1단 앰프의 설계



〔그림 57〕 전류 궤환 바이어스형 저주파 1단 앰프

전류 궤환 바이어스의 회로는 컬렉터 부하저항도 포함하면 전부 4개의 저항을 사용하여 가장 복잡하다. 이 회로를 설계하기 위해서는 3·17의 〔그림 33〕 및 3·22의 〔그림 38〕을 참고한다.

회로의 전원전압 V_{CC}는 +22V로 하고, 컬렉터 전류I_C를 1mA, 트랜지스터는 2SC1000을 사용한다. 2SC1000의 최대정격과 전기적 특성은 다음과 같다.

〔표 1〕

최대 정격의 명칭	기 호	최대정격값
컬렉터·베이스간 전압	V_{CBO}	55 V
컬렉터·이미터간 전압	V_{CEO}	50 V
이미터·베이스간 전압	V_{EBO}	5 V
컬렉터 전류	I_C	100 mA
컬렉터 손실	P_C	200 mW
접합부온도	T_j	125 ℃
보존온도	T_{stg}	−55∼125 ℃

〔표 2〕

전기적 특성(주위온도 T_a=25℃)			
컬렉터 차단전류	I_{CBO}	V_{CB}=18V, I_E=0	0.1μA 최대
직류전류 증폭률	h_{FE}	V_{CE}=6V, I_C=2mA	200∼700
트랜지션 주파수	f_T	V_{CE}=6V, I_C=1mA	80MHz

또 h파라미터는 V_{CE}=11V, I_C=1mA로서

〔표 3〕

h_{ie} ………17kΩ	h_{fe} ………550
h_{re} ………1.1/10,000	h_{oe} ………10μ℧

으로 되어 있다.

다만, 2SC1000에는 h_{FE}=200∼400의 GR(green)과 h_{FE}=350∼700의 BL(blue), 2급이 있지만 〔표 3〕의 h파라미터는 BL의 값이다.

〔발전 Ⅰ〕 먼저 A급 동작의 조건에서 $V_{CE}=V_{CC}/2$ =22V/2=11V로 하지 않으면 안된다. 컬렉터 전류 I_C는 1mA이므로 컬렉터 부하저항R_L과 이미터 부하저항R_E의 합은 11V÷1mA=11kΩ이 된다. 3·22의 (51)식의 전압 게인을 주는 식 $G_v=-R_L/R_E$에서 G_v=−10으로 하면 R_L과 R_E의 비를 10:1로 하면 되고, R_L=10kΩ, R_E=1kΩ으로 정해진다.

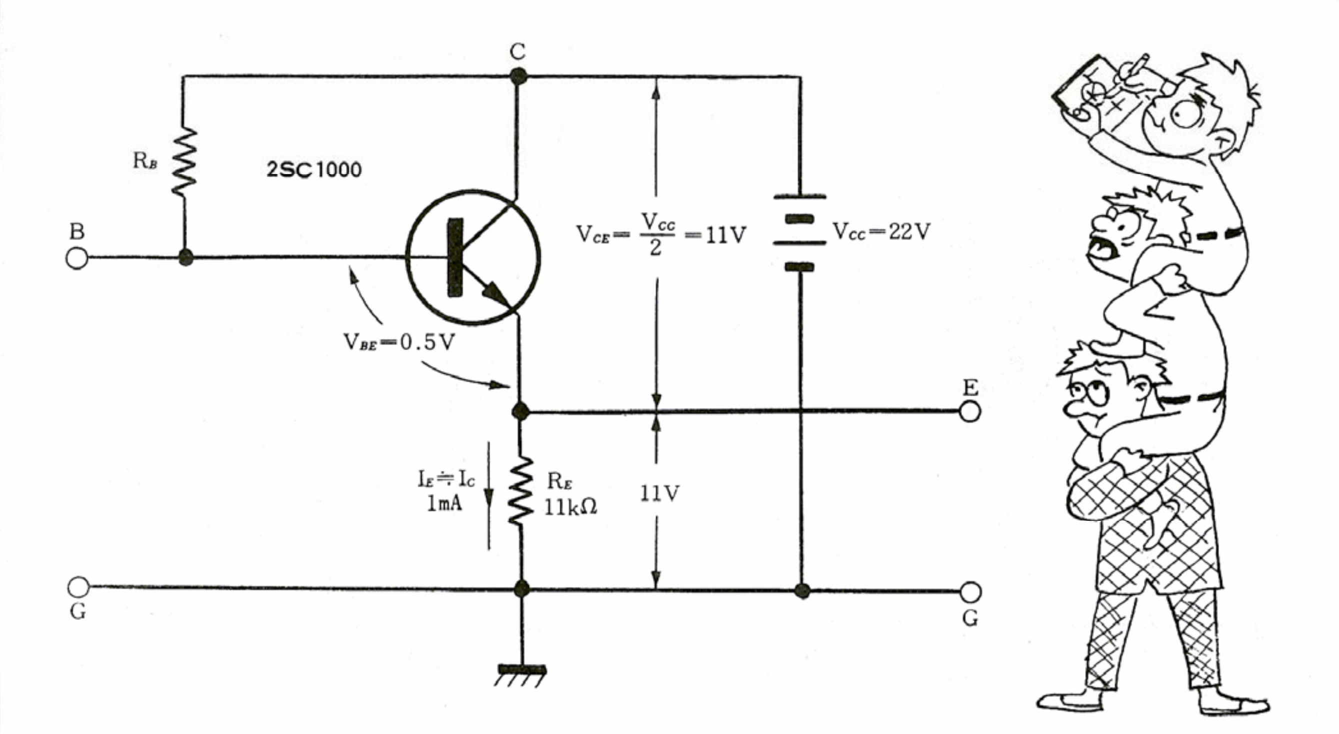
R_2는 3·17의 (35)식의 S팩터를 10으로 놓으면 R_2 $=S\times R_E=10\times 1k\Omega=10k\Omega$으로 주어진다. 마지막으로 R_1인데 3·17의 (30), (31)식을 조합시킨

$$\frac{V_{CC}\times R_2}{R_1+R_2}=V_{BE}+R_E\cdot I_C \quad\cdots\cdots (11)$$

에 의하여 계산할 수 있다. 〔그림 57〕(b)의 정특성을 보면 V_{BE}≒0.5V이므로 (11)식에서 V_{BE}=0.5V, R_E=1kΩ, I_C=1mA, R_2=10kΩ, V_{CC}=22V를 대입하면 R_1=135kΩ으로 구할 수 있다.

〔발전 Ⅱ〕 전압 게인은 앞서 서술한 바와 같이 −10배이다. 입력저항 R_i는 3·21의 (48)식 $R_i=h_{ie}+(1+h_{fe})\cdot R_E$에 〔표 3〕의 h_{ie}, h_{fe}를 대입하고 R_E =1kΩ으로 하면 R_i는 568kΩ으로서 매우 높게 되지만, 회로 전체로서는 R_1과 R_2가 병렬로 들어가기 때문에 약 9kΩ으로 낮은 값을 취한다.

5·12 이미터 폴로워의 설계
고입력 임피이던스, 전압 게인은 1, NF가 100% 걸린다



〔그림 58〕 2SC1000을 사용한 이미터 폴로워

이미터 폴로워에 대해서는 3·24와 〔그림 40〕에서 설명했지만, 여기서 2SC1000(앞페이지와 같은 트랜지스터)을 사용하여 이미터 폴로워를 설계해 보자.

이미터 폴로워는 〔그림 58〕에 보인 간단한 회로인데, 조금도 어려운 것은 없다. 그림에서 알 수 있는 바와 같이 부하저항은 이미터E와 어어드G 사이의 R_E뿐이고, 컬렉터쪽에는 없다. 컬렉터는 직접 전원 V_{CC}의 플러스쪽에 접속되어 있다.

베이스·바이어스 저항 R_B는 자기 바이어스와 똑 같은 형으로서, 컬렉터C(+V_{CC})와 베이스B 사이에 삽입되어 있다. 입력전압은 베이스B와 어어드G 사이에 주어지고, 출력전압은 이미터E와 어어드G 사이에서 꺼낸다.

이미터 폴로워의 장점은 3·24에서 서술한 바와 같이 입력저항이 매우 높고, 전압 게인은 거의 1(1보다 조금 작다)이라는 점에 있다. 그 때문에 전압 게인은 희생하고라도 입력저항이 높지 않으면 곤란할 경우, 이미터 폴로워가 사용된다.

또, 이미터 폴로워는 출력전류에 의하여 부하저항 R_E에 생긴 출력전압(이미터·어어드간)과 베이스·어어드간의 입력전압의 차이가 정미의 베이스·이미터간 입력전압이 되기 때문에 100%의 NF가 걸린다. 따라서 일그러짐이 적고, 주파수에 대한 전압 게인의 변화(주파수 특성)도 좋아진다.

한편, 전압 게인은 없어도 전류 게인(전력 게인이라고 생각해도 된다)이 높기 때문에 스테레오 앰프 등의 출력회로에는 즐겨 사용되고 있다.

〔발전 Ⅰ〕 앞페이지와 같이 전원전압 $V_{CC}=22V$로 하고, 컬렉터 전류I_C도 1mA로 한다. 〔그림 58〕에서 R_E의 양 끝 전압은 A급 동작의 조건에서 $V_{CC}/2=22V/2=11V$가 아니면 안된다. R_E의 값은 $11V \div 1mA = 11k\Omega$으로 구할 수 있다.

다음에 베이스·바이어스 저항 R_B의 양 끝 전압은 $V_{CE}=11V$, $V_{BE}=0.5V$이므로 $V_{CE}-V_{BE}=11-0.5=10.5V$이다.

한편, 앞페이지의 〔그림 57〕(b)에 의하면 $V_{CE}=11V$, $I_C=1mA$의 동작점에 있어서 2SC1000의 베이스 전류 I_B는 $2\mu A$이므로

$$R_B=(V_{CE}-V_{BE})\div I_B$$
$$=10.5V\div 2\mu A=5.25M\Omega$$

으로서 매우 높은 값이 된다.

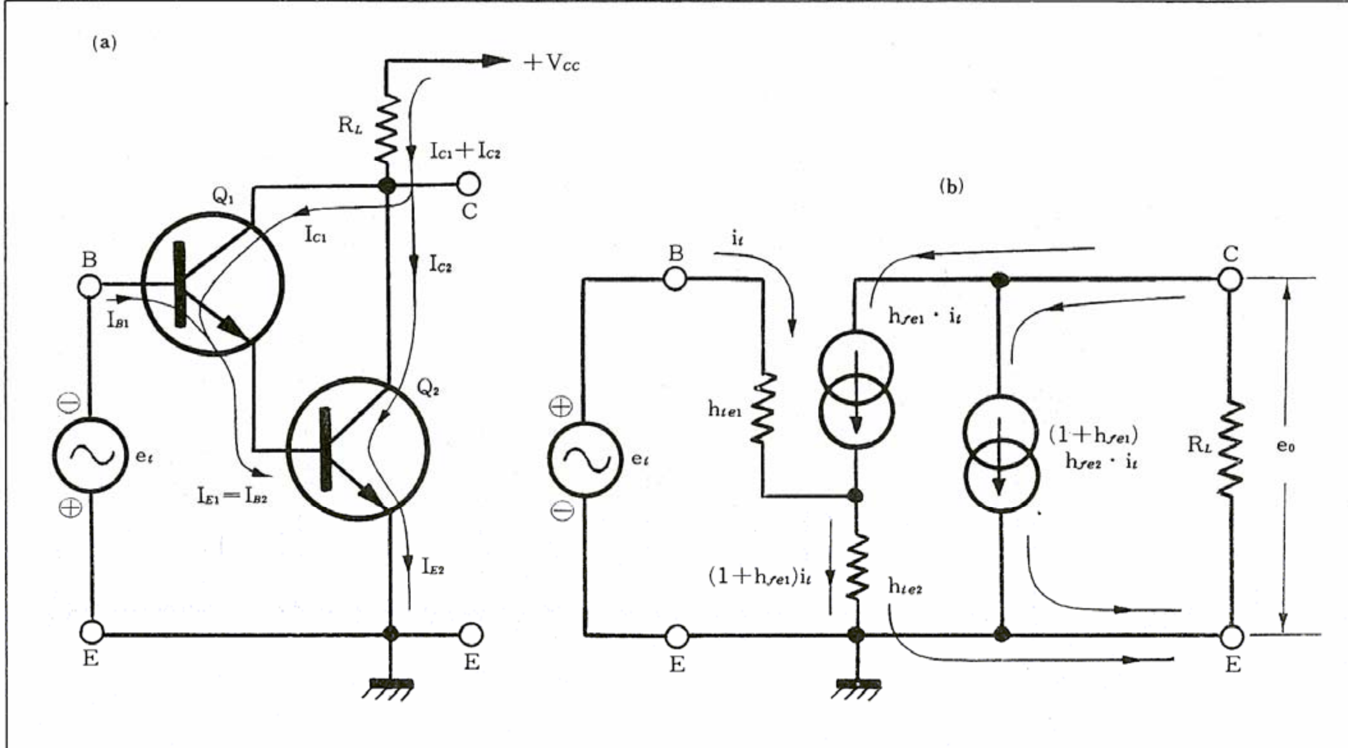
〔발전 Ⅱ〕 〔그림 58〕의 이미터 폴로워 입력저항R_i는, 3·24의 (61)식에 앞페이지에 나타낸 2SC1000의 $h_{ie}=17k\Omega$, $h_{fe}=550$을 대입하고, $R_E=11k\Omega$으로 놓으면

$$R_i=h_{ie}+(1+h_{fe})\ R_E$$
$$=17+551\times 11=6,078k\Omega=6.078M\Omega$$

으로 계산된다.

회로 전체의 입력저항은 R_B와 R_i의 병렬저항으로서 약 $2.8M\Omega$이다. 전압 게인은 거의 1이라고 생각해도 된다.

5·13 매우 높은 전류 증폭률을 가진 다알링턴 접속의 앰프



〔그림 59〕 다알링턴 접속의 앰프

다알링턴(Darlington) 접속은 〔그림 59〕(a)와 같이 트랜지스터 Q_1, Q_2를 접속하는 방식을 말한다. 그림을 잘 보면

(1) Q_1, Q_2의 컬렉터는 공통접속으로 하여 부하저항 R_L로

(2) Q_1 이미터를 Q_2 베이스에 접속

(3) 입력전압 e_i는 Q_1 베이스와 Q_2 이미터(어어드) 사이에 가한다.

로 되어 있다. 이상의 형으로 되어 있기 때문에 트랜지스터 각부를 흐르는 전류의 관계는 다음과 같다.

(4) Q_1에 베이스 전류 I_{B1}이 화살표의 방향으로 흐르면 컬렉터 전류 I_{C1}을 발생하고, 두가지는 합류하여 Q_1 이미터 전류 I_{E1}이 된다.

(5) I_{E1}은 그대로 Q_2 베이스 전류 I_{B2}로서 Q_2 베이스에 흐르고, Q_2 컬렉터 전류 I_{C2}를 발생한다.

Q_1의 전류증폭률을 h_{fe1}, Q_2의 전류증폭률을 h_{fe2}라 하면

$$h_{fe1} \cdot I_{B1} = I_{C1}, \quad I_{E1} = I_{B1} + I_{C1} = (1+h_{fe1})\ I_{B1}$$

이고, $I_{B2} = I_{E1}$의 조건에 의하여

$$I_{C2} = h_{fe2} \cdot I_{B2} = h_{fe2} \cdot I_{E1} = h_{fe2}(1+h_{fe1})\ I_{B1}$$

이 되기 때문에 Q_1 베이스를 출발점으로 하여 Q_2 컬렉터에 이르는 전류증폭률 h_{fe}는

$$h_{fe} = \frac{I_{C2}}{I_{B1}} = h_{fe2}(1+h_{fe1}) \fallingdotseq h_{fe2} \cdot h_{fe1} \cdots\cdots (12)$$

로 매우 높게 된다. 일례로서 $h_{fe1} = h_{fe2} = 100$으로 하면 $h_{fe} = 100 \times 100 = 10,000$에 달한다.

다알링턴 접속의 앰프는 위의 설명과 같이 전류증폭률이 높고, 또 입력저항도 큰 장점이 있지만, 전압증폭률은 1단 앰프와 같아 그다지 높지 않은 것이다. 〔그림 59〕(b)는 다알링턴 접속의 등가회로이다. 전류의 방향을 나타내는 화살표는 입력전압 e_i가 그림의 극성, 즉 B쪽이 ⊕, E쪽이 ⊖인 경우이다. 입력전압 e_i와 입력전류 i_i 사이에는 다음의 관계가 있다.

$$e_i = h_{ie1} \cdot i_i + (1+h_{fe1}) \cdot h_{ie2} \cdot i_i \cdots\cdots\cdots\cdots (13)$$

B－E에서 본 입력저항 R_i는 위 식의 양변을 i_i로 나누고

$$R_i = e_i / i_i = h_{ie1} + (1+h_{fe1}) \cdot h_{ie2} \cdots\cdots\cdots\cdots (14)$$

로 줄 수 있다. i_i는 그림 (a)의 I_{B1}과 같다.

부하저항 R_L을 흐르는 전류는 그림 (a)에서는 $I_{C1}+I_{C2}$이지만, 그림 (b)에서는 $h_{fe1} \cdot i_i + (1+h_{fe1}) h_{fe2} \cdot i_i$로 되어 있다. $h_{fe1} \cdot i_i$는 I_{C1}과, $(1+h_{fe1}) h_{fe2} \cdot i_i$는 I_{C2}와 같다. R_L 양 끝의 출력전압 e_o는

$$e_o = -R_L \{h_{fe1} \cdot i_i + (1+h_{fe1}) h_{fe2} \cdot i_i\} \cdots\cdot (15)$$

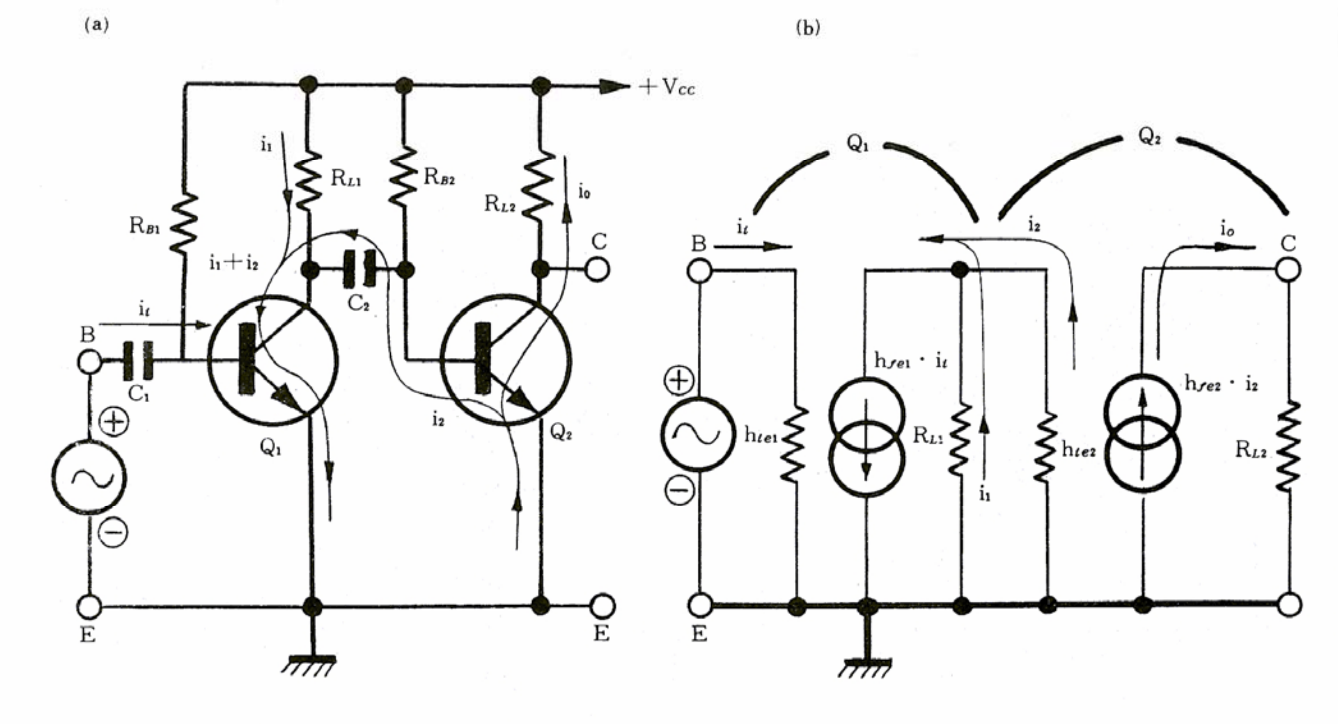
이고, (15)식의 양변을 (13)식의 양변으로 나누면 전압 게인 G_v를 구할 수 있다.

$$G_v = \frac{e_o}{e_i} = -\frac{R_L(h_{fe1}+h_{fe2}+h_{fe1} \cdot h_{fe2})}{h_{ie1}+(1+h_{fe1}) \cdot h_{ie2}}$$

$$\fallingdotseq \frac{-h_{fe2} \cdot R_L}{h_{ie2}} \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots (16)$$

(16)식에서 G_v는 Q_2에 의한 이미터 접지 1단 앰프와 같다는 것을 알 수 있다.

5·14 높은 전압 게인을 얻기 위한 2단 캐스케이드 앰프



〔그림 60〕 2단 캐스케이드 앰프

지금까지 등장해 온 앰프는 1단증폭이기 때문에 전압 게인도 100배 전후 밖에 취할 수 없다. 이 이상의 전압 게인을 바랄 경우, 1단 앰프를 2단에 접속하여 케스케이드 앰프로 한다. 2단 앰프로 하면 1,000배의 전압 게인은 쉽게 얻을 수 있다.

〔그림 60〕(a)는 기본적인 2단 캐스케이드 증폭회로이고, Q_1, Q_2의 양 트랜지스터는 R_{B1}, R_{B2}의 바이어스 저항에 의하여 고정 바이어스 방식으로 동작하고 있다.

콘덴서C_2는 Q_1 컬렉터와 Q_2 베이스 사이에 들어가, Q_1의 컬렉터 출력 교류전압을 Q_2의 베이스 입력으로 하는 동시에, Q_1 컬렉터와 Q_2 베이스가 직류적으로 결합하지 않도록 저지하는 작용을 한다. C_2는 **커플링 콘덴서**라든가 **결합 콘덴서**라 불린다.

콘덴서C_1은 지금까지 종종 나타났지만, 역시 C_2와 같이 교류전류만을 통하고, 직류가 흐르지 않는 성질을 이용하고 있는 것이다. 콘덴서C_2가 초단과 2단째를 결합하고 있음을 알았지만, 2단 앰프의 초단Q_1의 로우드 라인은 직류 로우드 라인과 교류 로우드 라인 양쪽을 생각하지 않으면 안된다.

Q_1의 직류 로우드는 그림 (a)에서 R_{L1}의 컬렉터 부하저항이라는 것은 명백하다. 그러나 교류 로우드는 R_{L1}이 아니다. 왜냐 하면 콘덴서C_1을 통하여 Q_2의 베이스·이미터(어어드)간의 입력저항이 병렬로 들어오기 때문이다.

그림 (a)의 경우, Q_2의 입력저항은 h파라미터의 h_{ie}에 해당하는 h_{ie2}라고 생각할 수 있으므로, 교류 로우드 Z는 R_{L1}과 h_{ie2}의 병렬접속의

$$Z=\frac{R_{L1}\times h_{ie2}}{R_{L1}+h_{ie2}} \quad\cdots\cdots(17)$$

가 된다. Z는 R_L보다 작으므로 교류 로우드는 직류 로우드보다 낮다는 것을 알 수 있다.

〔그림 60〕(b)는 (a)의 교류 등가회로이다. Q_1의 컬렉터 전류는 R_{L1}을 흐르는 i_1과 h_{ie}를 흐르는 i_2의 합으로서 입력 베이스 전류 i_i의 h_{fe1} 배이므로

$$h_{fe1}\cdot i_i=i_1+i_2$$

가 성립한다.

i_2는 다음 식으로 주어진다.

$$i_2=\frac{h_{fe1}\cdot R_{L1}\cdot i_i}{R_{L1}+h_{ie2}}$$

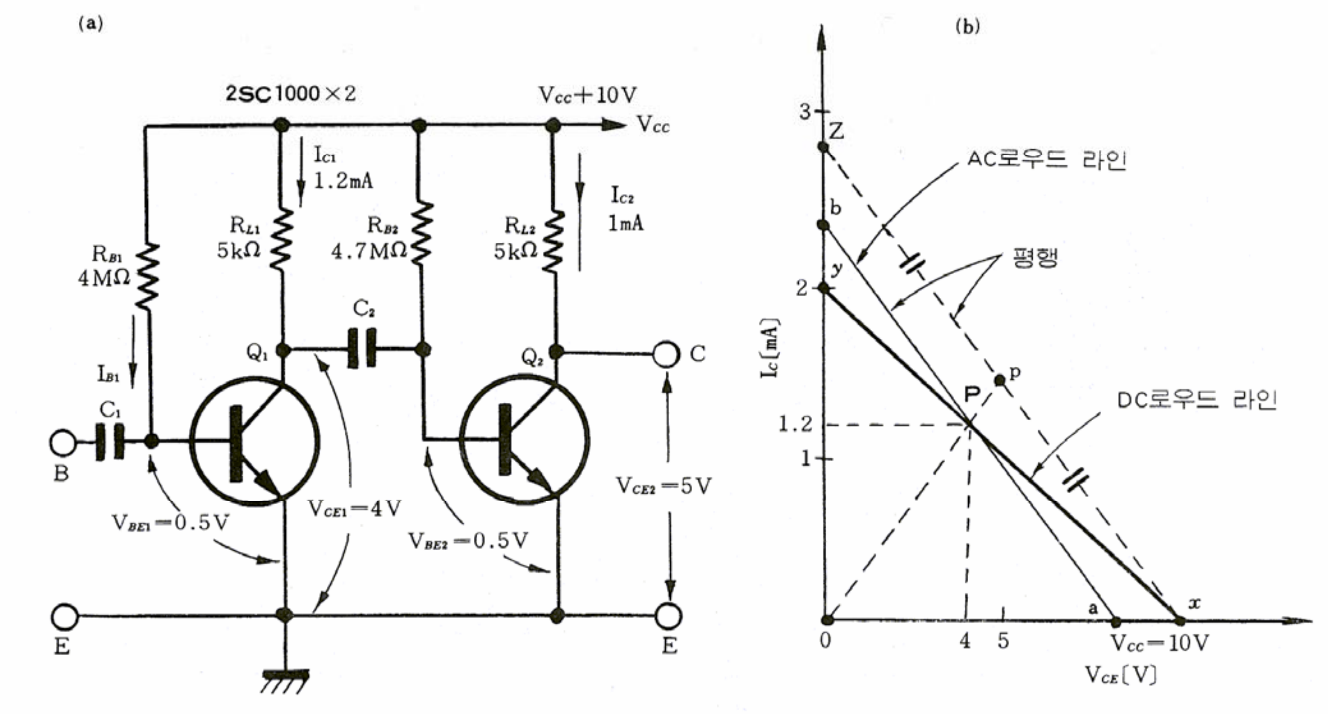
최종적으로 Q_2 컬렉터 부하저항 R_{L2}를 흐르는 Q_2 컬렉터 전류i_o는, i_2의 h_{fe2}배이므로

$$i_o=\frac{h_{fe1}\cdot h_{fe2}\cdot R_{L1}\cdot i_i}{R_{L1}+h_{ie2}}$$

또 $i_i=e_i/h_{ie1}$, $e_o=R_{L2}\cdot i_o$의 관계를 사용하면 전압 게인 G_v는

$$G_v=\frac{h_{fe1}\cdot h_{fe2}\cdot R_{L1}\cdot R_{L2}}{h_{ie1}(R_{L1}+h_{ie2})} \quad\cdots\cdots(18)$$

가 된다. 회로의 입력저항은 h_{ie1}과 R_{B1}의 병렬저항인데 근사적으로 h_{ie1}로 해도 된다.



〔그림 61〕 2단 캐스케이드 앰프의 설계

앞페이지의 설명을 기본으로 **2SC1000**을 2석 사용한 2단 캐스케이드 앰프를 설계해 보자. 〔그림 61〕(a)에 전회로의 구성을 나타냈다.

초단 트랜지스터 Q_1은 앞페이지에서 서술한 바와 같이 교류(AC) 로우드 라인과 직류(DC) 로우드 라인 두가지를 생각할 필요가 있다. 2단째의 Q_2는 부하가 컬렉터 저항 R_{L2}뿐이므로 DC로우드 라인과 AC 로우드 라인은 다름이 없다.

그래서 Q_1의 동작점을 정하는 방법을 중점적으로 생각하기로 한다. 전원전압 V_{CC}는 10V로 하고, Q_1, Q_2 모두 컬렉터 부하저항은 5kΩ으로 한다. 또 **2SC1000**의 h파라미터는 $h_{ie}=12k\Omega$, $h_{fe}=500$, $h_{FE}=500$이다.

〔발전 Ⅰ〕 Q_1의 동작점을 구하기 위해서 우선 $V_{CE}-I_C$ 커어브 위에 DC 로우드 라인 xy를 긋는다. x는 $V_{CE}=V_{CC}=10V$, $I_C=0$의 점, y좌표는 $V_{CE}=0$, $I_C=10V/5k\Omega=2mA$이다. 다음에 AC 로우드 라인을 긋는데, AC 로우드 Z는 (17)식에서 $R_{L1}=5k\Omega$, $h_{ie2}=h_{ie}=12k\Omega$으로 놓고 구할 수 있다.

$$Z=\frac{R_{L1}\times h_{ie2}}{R_{L1}+h_{ie2}}=\frac{5\times 12}{5+12}=\frac{60}{17}=3.5k\Omega$$

그림 (b)의 점선 xZ는 $V_{CE}=V_{CC}=10V$를 통하여 그은 3.5kΩ의 로우드 라인이다. 이어서 직선 xZ의 중점을 구하여 p점으로 한다. p점과 0점을 잇는 점선과 DC 로우드 라인 $\overline{xy}$와의 교점 P가 트랜지스터 Q_1의 동작점이 된다.

환산하면 P점의 V_{CE}는 4V, I_C는 1.2mA이다. P점을 통하여 점선의 3.5kΩ 로우드 라인에 평행으로 그은 직선 ab는 Q_1의 AC 로우드 라인에 지나지 않다. P점은 ab의 중점이다. 기하에서 삼각형의 정리를 배운 사람은 그 이유를 생각해 보기 바란다.

〔발전 Ⅲ〕 초단 트랜지스터의 컬렉터 전류 I_{C1}은 1.2mA로 정했기 때문에 베이스 전류 I_{B1}은 I_{C1}을 h_{FE}의 500으로 나누어 구할 수 있다. $I_{B1}=1.2mA\div 500=2.4\mu A$. 〔그림 61〕(a)를 보면 베이스·바이어스 저항 R_{B1} 양 끝의 전압은

$$V_{CC}-V_{BE1}=10-0.5=9.5V$$

로서 흐르는 전류 I_{B1}이 2.4μA이므로 R_{B1}의 값은

$$R_{B1}=\frac{V_{CC}-V_{BE1}}{I_{B1}}=\frac{9.5V}{2.4\mu A}\fallingdotseq 4M\Omega$$

이 된다.

마찬가지로 하여 Q_2의 베이스·바이어스 저항 R_{B2}는 I_{B2}가 $1mA\div 500=2\mu A$이므로

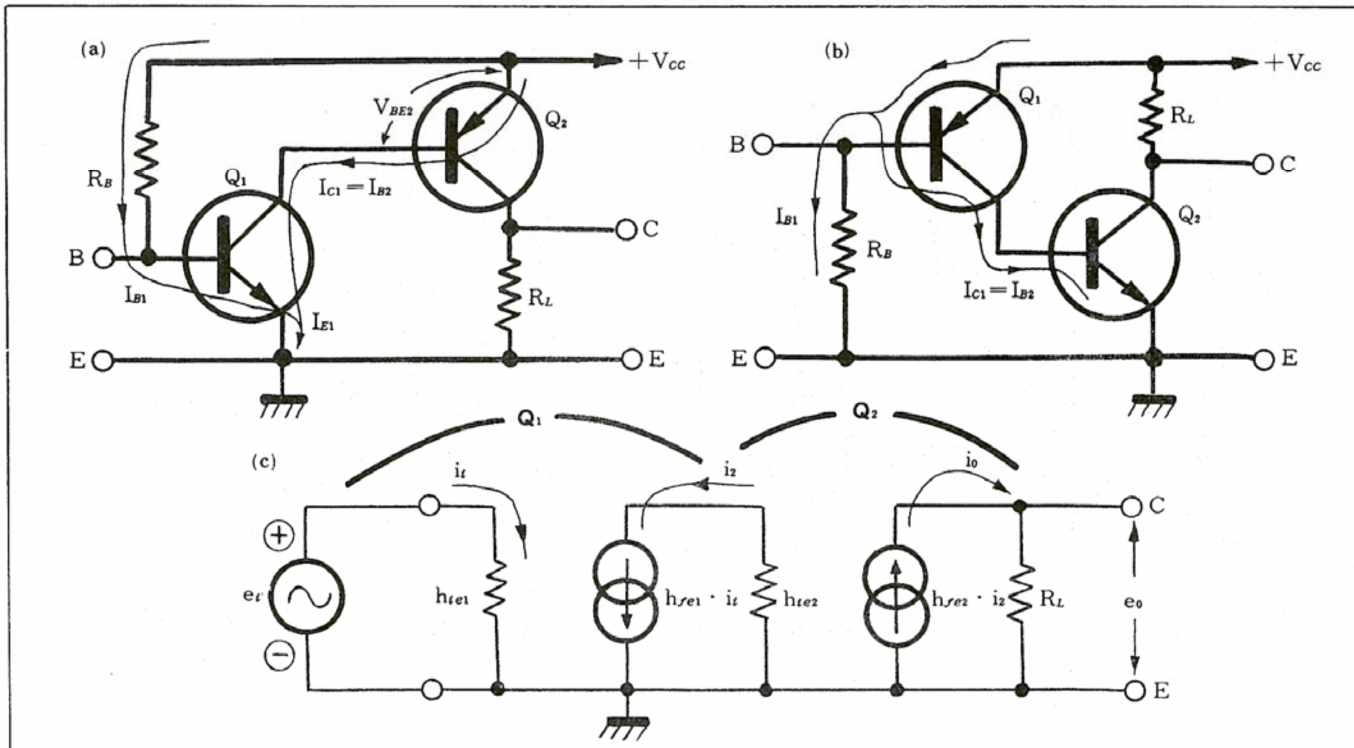
$$R_{B2}=\frac{9.5V}{2\mu A}\fallingdotseq 4.7M\Omega$$

으로 택한다. 전압 게인 G_v는 **5·14**의 (18)식으로 계산할 수 있다.

$$G_v=\frac{h_{fe1}\cdot h_{fe2}\cdot R_{L1}\cdot R_{L2}}{h_{ie1}(R_{L1}+h_{ie2})}=\frac{500\times 500\times 5\times 5}{12(5+12)}$$

$$=30,637\text{배}$$

5 5·16 회로가 간단하고 고성능인 콤플리멘터리 직결형 2단 앰프



〔그림 62〕 콤플리멘터리 직결형 2단 앰프

트랜지스터가 진공관과 결정적으로 다른 점은 NPN형과 PNP형의 두 가지가 있다는 점이다. 그 때문에 NPN형만, 혹은 PNP형의 트랜지스터만으로는 아무래도 실현이 불가능한 회로가, NPN과 PNP 트랜지스터를 조합시키면 되는 경우가 있다.

NPN과 PNP를 혼합한 회로를 콤플리멘터리(complementary)한 회로라 하는데, 콤플리멘터리란 서로 보완한다는 의미이다.

〔그림 62〕(a), (b)에 NPN, PNP를 각 1석씩 사용한 콤플리멘터리 직결형 2단 앰프를 나타냈다. **직결**이라는 것은 〔그림 60〕이나 〔그림 61〕에 나온 결합 콘덴서 C_2를 통하지 않고 직접 전단의 출력을 후단에 주는 방식이다. 직결방식의 잇점은

(1) 결합 콘덴서를 사용한 회로는 5·5의 〔그림 51〕(d)에서 알 수 있듯이 신호주파수가 낮아지면 결합 콘덴서의 교류에 대한 저항(리액턴스)이 높아지기 때문에 낮은 주파수의 전압 게인이 내려간다. 즉 주파수 특성이 낮은 쪽에서 나빠진다. 여기 비해서 직결회로는 초저역에서 직류의 증폭을 할 수 있고 매우 우수한 주파수 특성을 나타낸다.

(2) 초단 트랜지스터의 출력전류가 그대로 다음 단 트랜지스터의 입력전류로 되기 때문에 손실이 적고, Q_1, Q_2 트랜지스터의 전류 증폭률을 각각 h_{fe1}, h_{fe2}로 하면, 전체전류증폭률(h_{fe1}, h_{fe2}), 고전압 게인(h_{fe1}, $h_{fe2} \cdot R_L/h_{ie1}$)으로서 높은 값을 얻을 수 있다.

(3) 결합 콘덴서가 필요 없게 되고, 다음 단의 베이스·바이어스 저항이 필요 없기 때문에 회로가 간단해지고 수고와 비용이 적게 든다.

또 결점으로서는 초단 트랜지스터 동작점의 차이(컬렉터 전류의 변화)가 다음 단에서 증폭되기 때문에 회로가 불안정하게 된다. 따라서 〔그림 62〕의 (a), (b)의 형식으로 사용되는 일은 없고 반드시 NF(negative feedback : 부궤환)를 건다.

〔그림 62〕의 회로의 동작은 다음과 같다.

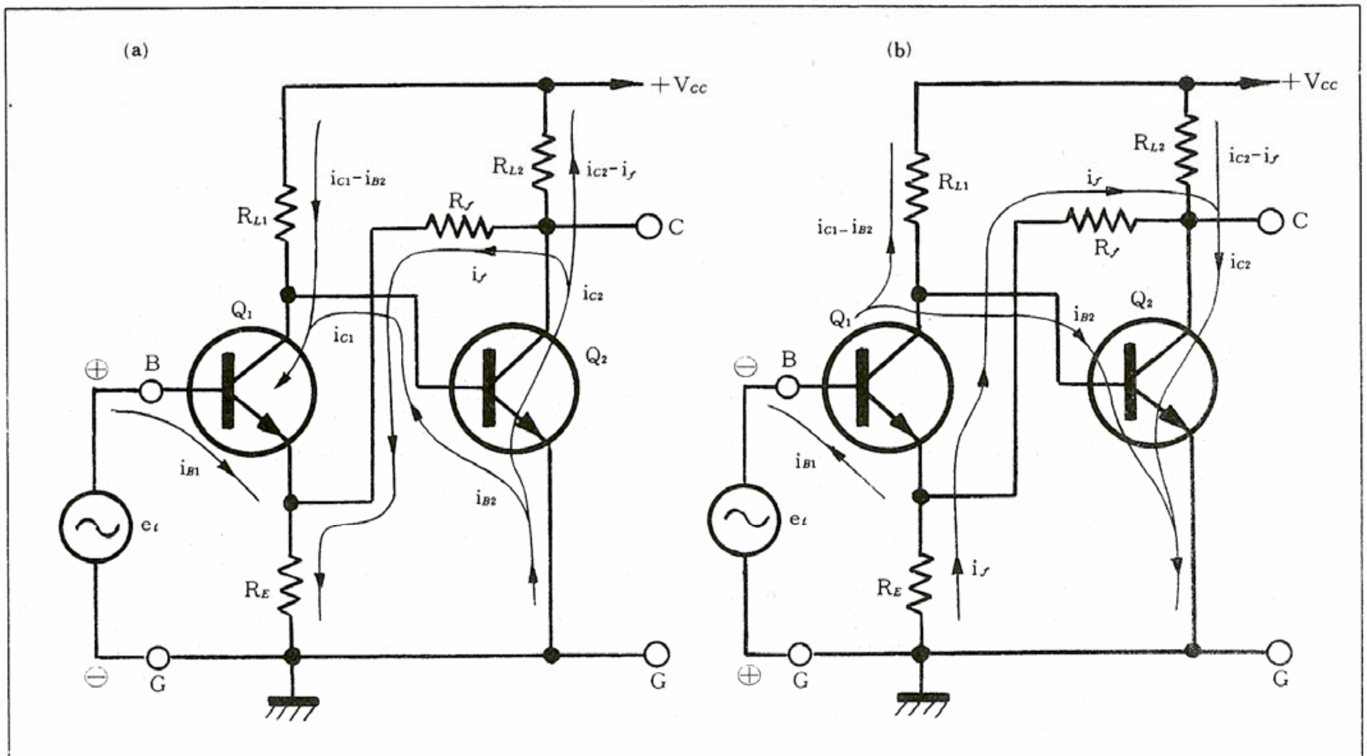
*그림 (a)에서 Q_1의 베이스 전류 I_{B1}은 바이어스 저항 R_B에 의하여 주어지지만 Q_2의 베이스 전류 I_{B2}는 Q_1의 컬렉터 전류 I_{C1}이다. 또 Q_1의 컬렉터·이미터간 전압 V_{CE1}은 그림에서 알 수 있는 바와 같다.

$$V_{CE1} = V_{CC} - V_{BE2} \cdots\cdots (19)$$

가 된다. V_{BE2}는 실리콘 트랜지스터의 경우 0.6 V 정도이기 때문에 V_{CE1}은 거의 V_{CC}와 같다고 생각해도 된다. Q_1의 DC 로우드와 AC 로우드는 같은 것처럼 보이지만 같지는 않다. Q_1의 AC 로우드는 Q_2의 h_{ie}이다.

*그림 (b)는 (a)의 NPN을 PNP로, PNP를 NPN으로 바꾼 회로이며, 본질적으로 똑 같은 원리로 작용한다. 그림 (c)는 (a), (b)의 교류등가회로로서 〔그림 60〕의 (b)에 해당한다. 다만 직결이기 때문에 〔그림 60〕(b)의 R_{L1}이 없어졌다는데 주의하기 바란다.

5・17 오오디오의 이퀄라이저에 사용되는 C－E 궤환(feedback)의 2단 NF앰프



〔그림 63〕C－E 피이드백의 2단 NF 앰프

5・15에서 2SC 1000을 2석 사용한 2단 캐스케이드 앰프를 설계했지만, 〔그림 61〕(a) 회로의 전압 게인은 약 3만배나 된다. 이와 같이 하이 게인이라는 것은 매우 좋지만 반면, 회로가 불안정하게 되어 발진을 일으킬 위험이 생긴다. 또 1만배 이상의 전압 게인이 필요한가 하면, 실제로 특수한 경우를 제외하고는 그 이하로서 충분하다. 그래서 높은 전압 게인을 가지고 있는 회로에 NF(negative feedback)를 걸어 게인(이득)을 낮추는 대신 일그러짐, 잡음, 주파수 특성을 좋게 하는 것이 보통이다. NF를 거는 방법은 여러가지가 있는데, 간단한 것은 1단의 자기 바이어스형 앰프, 혹은 이미터 폴로워가 있지만 2단 앰프로 NF를 걸 경우,

(1) 초단 이미터에 다음 단의 컬렉터에서 NF를 거는 방식을 컬렉터・이미터・피이드백, 줄여서 C－E 피이드백이라 한다.

(2) 초단 베이스에 다음 단의 이미터에서 NF를 거는 방식을 이미터・베이스・피이드백, 줄여서 E－B 피이드백이라 한다.

〔그림 63〕은 C－E 피이드백의 2단 NF 앰프로서 매우 응용범위가 넓은 앰프이다. 다만 이 그림에서는 회로의 동작을 이해하기 쉽게 하기 위해서 결합 콘덴서나 바이어스 저항류를 모두 생략했음에 주의하기 바란다.

*그림 (a)는 입력전압의 극성이 B쪽⊕, G쪽⊖로 된 경우이다. 입력전류 i_{B1}은 Q_1의 베이스에 흘러 들어가 컬렉터 전류 i_{C1}을 일으킨다.

i_{C1}은 컬렉터 부하저항 R_{L1}을 흐르는 $i_{C1}-i_{B2}$와, 차단 트랜지스터 Q_2의 베이스 전류 i_{B2}로 구성되고, i_{B2}는 Q_2 컬렉터 전류 i_{C2}를 발생시킨다. 이때 i_{C2}는 i_{C1}과 달라, Q_2 컬렉터에서 흘러 나오고 있는 점이 중요하다. i_{C2}의 일부는 Q_2 컬렉터 부하저항 R_{L2}에 흐르지만 나머지는 피이드백 저항 R_f를 흐르는 피이드백 전류 i_f로 되어 Q_1 이미터에 돌아오고, i_f는 또 이미터 저항 R_E를 통하여 어어드에 떨어진다.

이때 R_E에는 이미터의 전위를 밀어 올리려고 하는 전압이 발생하고, 입력전압 e_i에 의한 Q_1 베이스・이미터간의 정미 입력전압을 감소하도록 작용한다. 이것이 부궤환(음되먹임)전압인데 NF에 의하여 전압 이득은 내려간다.

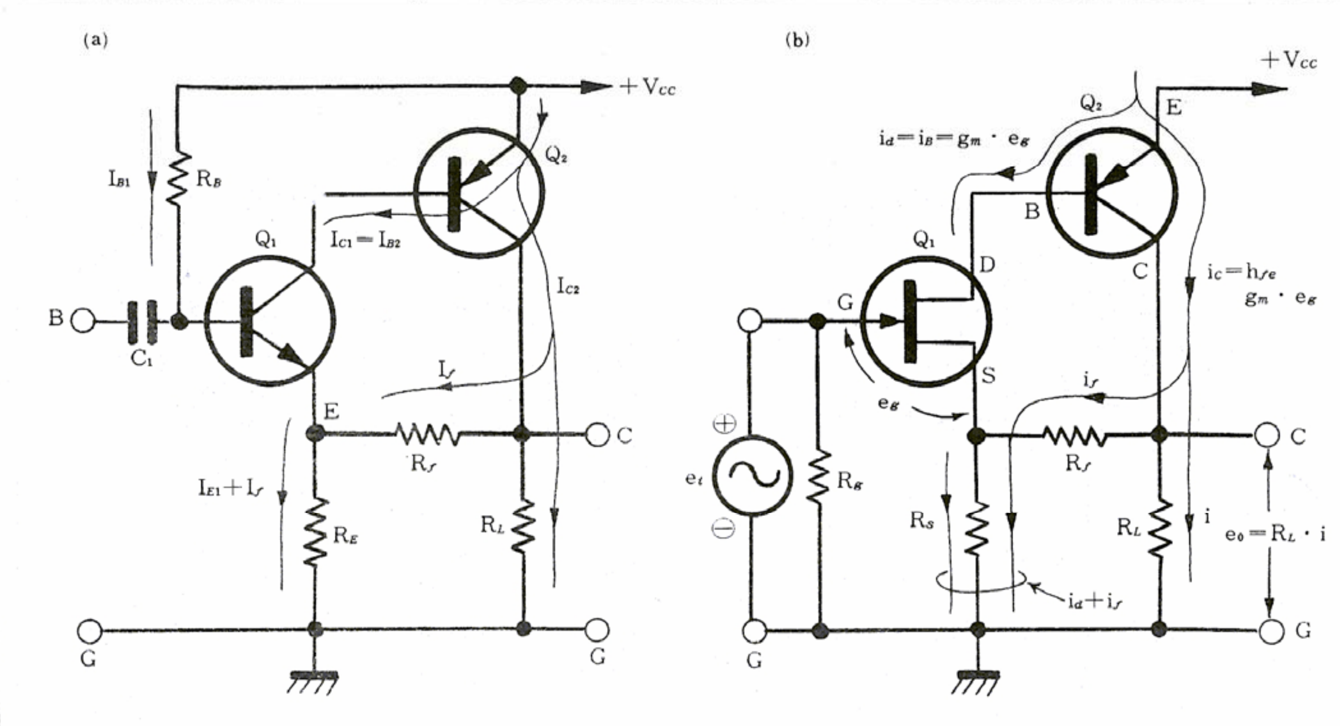
☆ 그림 (b)는 (a)와 반대로 e_i가 B쪽 ⊖, G쪽 ⊕로 되었을 때의 회로상태이다. 흐르는 전류의 방향은 모두 (a)와는 반대방향으로 되어 있다. 따라서 이미터 저항 R_E에는 Q_1의 이미터 전위를 낮추는 전압을 발생하고, 역시 베이스・이미터 간의 정미입력전압이 감소한다.

〔그림 63〕 회로의 전압 게인 G_v(NF가 걸려 있다)는

$$G_v \fallingdotseq \frac{R_f}{R_E}+1 \fallingdotseq \frac{R_f}{R_E} \quad \cdots\cdots(20)$$

로 주어진다. 회로의 입력저항은 NF가 걸려 있지 않을 때에 비하여 높아진다.

5 5·18 알아 두면 편리한 C－E 피이드백의 변형과 C－S 피이드백 앰프



〔그림 64〕 C－E 피이드백의 변형과 C-S 피이드백 앰프

앞페이지에서는 2석의 NPN트랜지스터에 의한 C－E 피이드백 앰프를 소개했는데, **5·16**의 〔**그림 62**〕(a)에 보인 콤플리멘터리 직결 2단 앰프에서 C－E NF를 걸면 〔**그림 64**〕(a)가 된다.

앞페이지의 앰프는 결합 콘덴서, 바이어스 저항이 생략되어 있었지만, 〔**그림 64**〕(a)는 완전한 회로이다. 간단히 만들 수 있고 또 성능이 좋은 앰프이다. 그림 (a)의 Q_2 컬렉터 C에서 Q_1 이미터로, 저항 R_f를 통하여 NF가 걸려 있는데 이 때문에 직결에도 불구하고 안정적이다. 왜 안정이 되는지 이유를 알아 보자.

각 부분을 흐르는 전류의 방향은 그림 (a)에 화살표로 나타낸 그대로이다. 가령 어떤 이유, 이를테면 온도변화에 의하여 Q_1의 이미터 전류 I_{E1}이 증가했다고 하자. I_{E1}의 증가는 결국 $I_{C1}(=I_{B2})$, I_{C2}, I_f의 증가를 불러 일으키고, 이미터 저항 R_E를 흐르는 전류 $I_{E1}+I_f$도 증가한다. R_E를 흐르는 전류가 증가하면 Q_1 이미터E의 전위는 밀어 올려져, 결과적으로 Q_1 베이스의 전위도 상승하고, Q_1 베이스·바이어스 저항 R_B 양 끝의 전압은 내려간다. Q_1 베이스·바이어스 저항 R_B를 흐르는 Q_1 베이스 전류 I_{B1}은 R_B 양 끝의 전압이 내려가면 감소되기 때문에 Q_1 이미터 전류의 증가에 브레이크가 걸려 회로는 안정된다.

〔**그림 64**〕(b)는 (a)의 Q_1 트랜지스터 대신 N채널 FET를 사용했다. 이번에는 Q_1 드레인 전류 i_d가 Q_2 베이스 전류 i_B가 된다. 그림 (b)의 회로도 생략이 전혀 없는 완전한 회로이다.

그림 (b)에서 입력전압 e_i가 위쪽 ⊕, 아래쪽 ⊖의 극성으로 주어지면 Q_1 게이트G와 소오스S 사이에는 e_g의 전압이 걸리고, Q_1에는 드레인 전류 i_d가 흐른다. Q_1 FET의 상호 콘덕턴스를 g_m이라 하면

$$i_d=g_m \cdot e_g \quad \cdots\cdots (21)$$

의 관계가 있다.

드레인 전류 i_d는 그대로 Q_2 트랜지스터의 베이스 전류 i_B가 되기 때문에 Q_2 컬렉터 전류 i_C는

$$i_C=h_{fe} \cdot i_B=h_{fe} \cdot g_m \cdot e_g \quad \cdots\cdots (22)$$

로 주어진다. h_{fe}는 트랜지스터 Q_2의 전류증폭률이다. i_C는 컬렉터 부하저항 R_L에 흐르는 전류 i와 피이드백저항 R_f로 분류하는 i_f로 나뉘고, i_f는 Q_1 드레인 저항 R_S를 통하여 어어드 G로 내려간다.

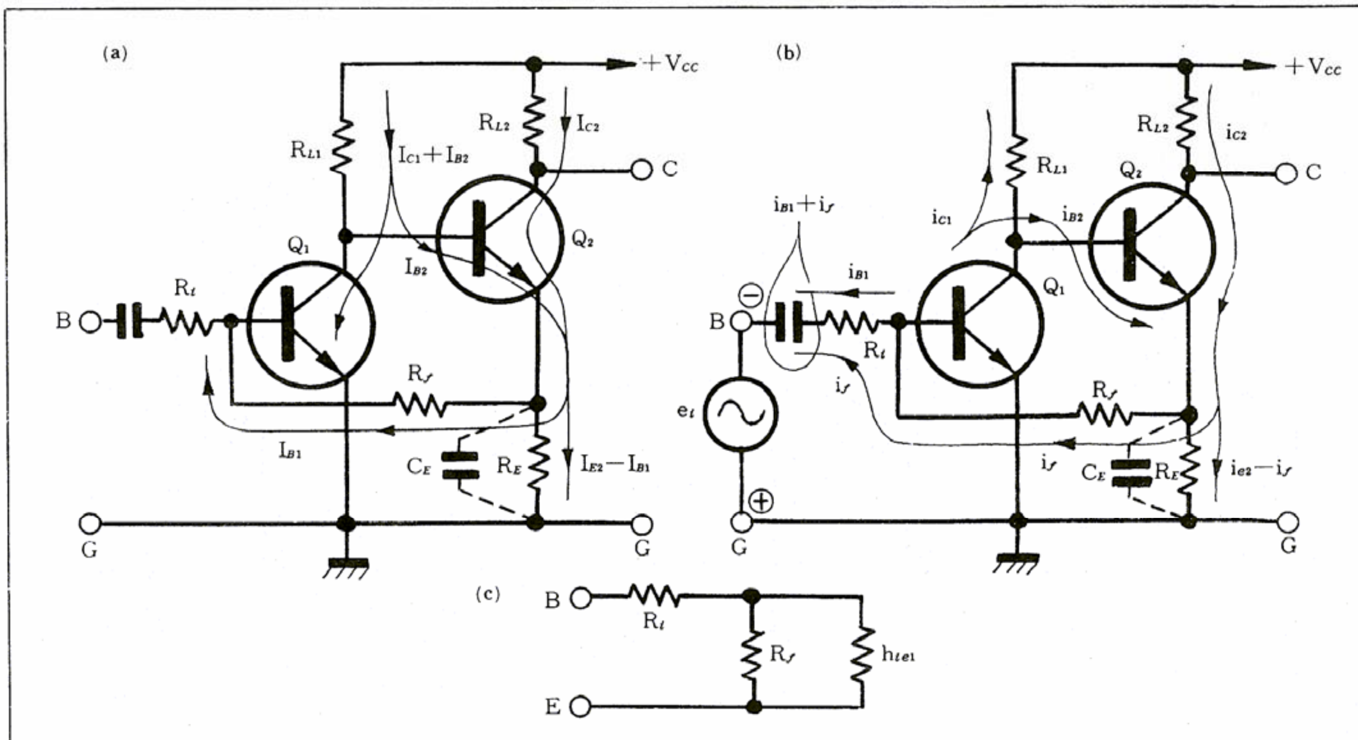
e_i와 e_g, i_f, i_d는 다음 식을 만족시킨다.

$$e_i=e_g+R_S(i_d+i_f) \quad \cdots\cdots (23)$$

가령 e_i를 일정하게 하고 i_f를 증가시키면 e_g는 작아지고 NF가 강하게 작용하며, 반대로 i_f가 작으면 NF의 효과는 약해진다.

또 온도 변화 등으로 i_d가 증가하면 i_f도 증가하고, 게이트에는 높은 부(마이너스)의 바이어스 전압이 걸리기 때문에 i_d의 증가를 저지하여 회로를 안정화 한다.

5·19 교류, 직류 NF가 걸리는 E-B 피이드백 2단 앰프



〔그림 65〕 E-B 피이드백 2단 NF 앰프

E-B 피이드백은 초단 트랜지스터의 베이스에 다음 단 이미터에서 NF를 거는 방식으로서 구체적인 회로는 〔그림 65〕와 같다. 여기서 알 수 있는 바와 같이 Q_2에는 컬렉터 부하저항 R_{L2}와 이미터 부하저항 R_E 두 가지가 있는데, R_E에 발생한 전압의 일부가 Q_1 베이스로 부궤환(음되먹임)된다.

그림 (a)는 회로의 직류적 상태를 나타내고 있다. 차례로 보아 가면 다음과 같다.

(1) Q_1의 베이스 전류 I_{B1}은 피이드백 저항을 통하여 Q_2 이미터에서 주어진다. 이 점은 지금까지의 앰프와 상당히 다르다.

(2) Q_1 컬렉터 부하 R_{L1}에는 Q_1 컬렉터 전류 I_{C1}과 Q_2 베이스 전류 I_{B2} 두 가지가 흐른다.

(3) Q_2 이미터 전류 I_{E2}는 이미터 부하저항 R_E와 피이드백저항 R_f 두 가지로 분류한다. R_f에 흐르는 것은 (1)에서 서술한 Q_1 베이스 전류 I_{B1}에 지나지 않는다.

그리고 회로에 따라서는 R_E에 병렬로 바이패스 콘덴서 C_E를 넣는다. 이렇게 하면 교류분은 C_E를 바이패스해 버리기 때문에 NF는 직류에 대해서만 걸리고, 교류신호의 전압 게인은 C_E가 없는 경우에 비해서 높아진다.

그림 (b)는 교류 동작을 설명하기 위한 그림이다. 입력전압 e_i의 극성은 위쪽 ⊖, 밑쪽 ⊕로 되어 있다. 그 때문에 Q_1 베이스 입력전류 i_{B1}은 베이스에서 유출하고 Q_1 컬렉터 전류 i_{C1}도 컬렉터에서 유출한다.

i_{C1}의 일부는 컬렉터 부하저항 R_{L1}로, 나머지는 Q_2 베이스에 베이스 전류 i_{B2}로서 흘러 들어가고, Q_2 컬렉터 전류 i_{C2}도 유입의 형식으로 흐르며, Q_2 이미터 전류 i_{e2}는 유출하지 않는다.

i_{e2}의 일부는 피이드백 전류 i_f로서 R_f를 흐르고, 입력저항 R_i에서 Q_1 베이스 전류 i_{B1}과 함께 되어, Q_1 베이스를 끌어 올리는 전압을 발생한다. 이것이 부궤환(음되먹임)전압이다.

위의 설명은 교류신호에 대한 것이지만, 같은 것은 직류전류의 변동에 대해서도 말할 수 있기 때문에 회로의 직류 동작은 안정화된다.

E-B 피이드백회로의 입력저항, 전압 게인의 계산은 어려우므로 여기서는 다루지 않기로 한다. 결과만 적어 둔다.

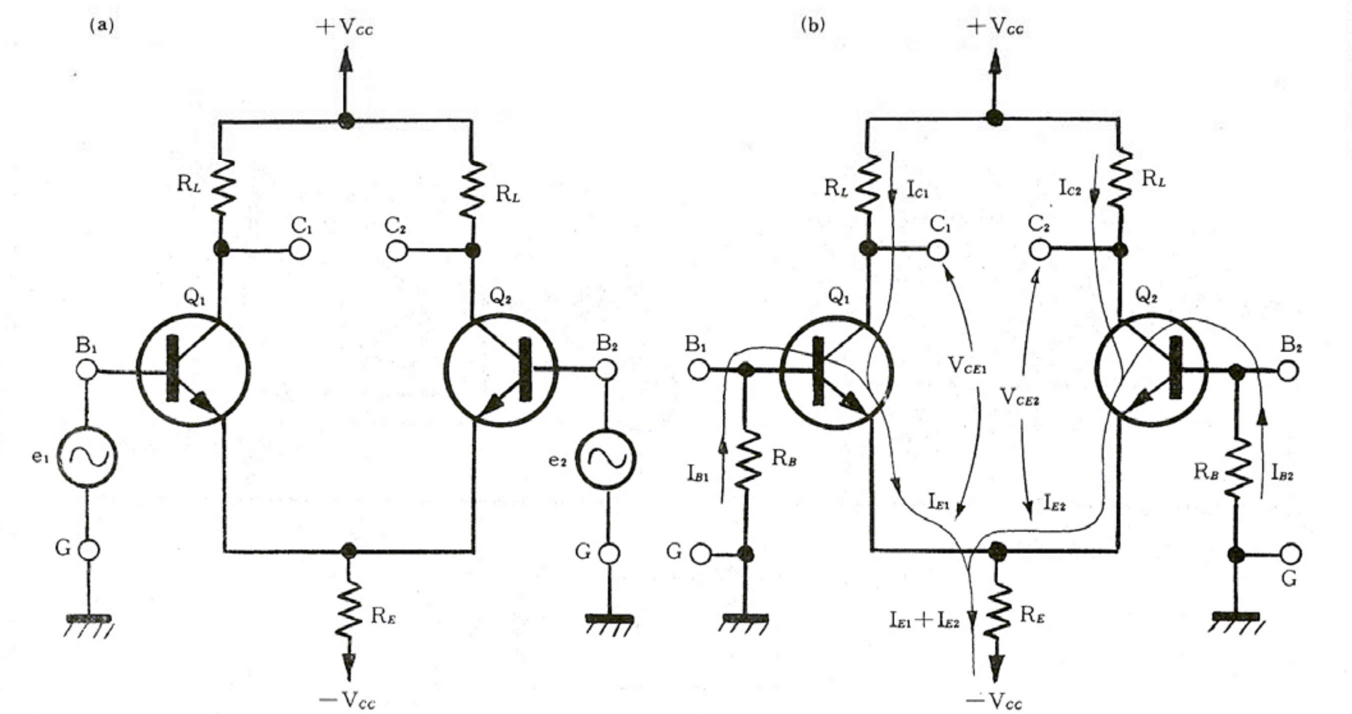
(1) 입력저항 Z_i……이것은 바이패스 콘덴서 C_E가 없으면 〔그림 65〕의 입력저항 R_i라고 생각해도 된다. 바이패스 콘덴서 C_E가 있으면 B-E간의 교류등가회로는 〔그림 65〕(c)와 같이 표시되고

$$Z_i = R_i + \frac{R_f \cdot h_{ie1}}{R_f + h_{ie1}} \quad \cdots\cdots (24)$$

이 된다.

(2) 전압 게인 G_v……대강의 전압 게인은 C_E가 없을 경우, 다음 식으로 주어진다.

$$G_v = \frac{R_f}{R_i} \times \frac{R_{L2}}{R_E} \quad \cdots\cdots (25)$$



〔그림 66〕 차동 앰프의 구성

차동 앰프(differential amplifier)는 모든 전압 증폭회로 중에서 만능적일 뿐 아니라 성능도 보증할 수 있는 앰프이다. 그 용도를 들면 다음과 같다.

- 측정기용 증폭기
- 안정화전원
- 전자계산기용 계산회로
- 디지틀 IC, 리니어 IC의 기본회로
- 발진회로
- 스테레오용 앰프

〔그림 66〕(a)에 차동 앰프의 기본적인 형을 나타냈다. 좌우의 트랜지스터 Q_1, Q_2는 똑 같은 성능을 가진 것을 사용하고, 부하저항 R_L은 좌우가 같은 것이 보통이다. Q_1, Q_2의 이미터는 공통으로, 이미터 저항 R_E에 접속되어 있다.

전원은 2종류가 있는데 $+V_{CC}$와 $-V_{CC}$의 플러스 마이너스 두 전원이 필요하다. 입력전압은 Q_1 입력으로서 e_1, Q_2 입력으로서 e_2가 각각 베이스·어어드간에 주어진다.

차동 앰프는 글자 그대로 e_1, e_2 두 입력의 차이를 증폭하는 앰프로서 e_1, e_2가 같으면 $e_1-e_2=0$이므로 출력전압도 0이다. 출력전압은 그림 (a)의 C_1, C_2 양 단자간에서 꺼낸다. 만일 잡음이 많은 장소에 차동 앰프를 놓았다고 해도 잡음입력이 좌우에서 같으면 출력에 나오지 않는다. 차동 앰프가 잡음에 강한 것은 이 때문이다.

그 대신 좌우 입력 e_1, e_2의 근소한 차이라도 증폭하기 때문에 전압 e_1과 e_2의 뺄셈을 할 수 있는 것이다. 이와 같이 일반적인 앰프와 다른 동작을 할 수 있는 이유는 다음과 같은 점에 있다.

(1) $e_1=e_2$이면 e_1, e_2의 크기에 관계 없이 강한 NF가 걸리고, 전압 게인이 말살된다.

(2) e_1-e_2 입력에 대해서는 높은 전압 게인을 가지고 있다.

그림 (b)는 차동 앰프의 직류상태(신호입력 제로)를 나타내고 있다. 그림의 경우 Q_1, Q_2의 베이스 B_1, B_2는 모두 어어드보다 조금 낮은 전위에 있고, 어어드에서 바이어스 저항 R_B를 통하여 베이스 전류 I_{B1}, I_{B2}가 B_1, B_2로 흘러 들어가고 있다.

컬렉터쪽에는 베이스 전류의 h_{FE}배의 컬렉터 전류 I_{C1}, I_{C2}가 흐르고, Q_1, Q_2의 이미터 전류 I_{E1}, I_{E2}는 합류하여 이미터 저항 R_E를 통하여 마이너스 전원 $-V_{CC}$에 달한다.

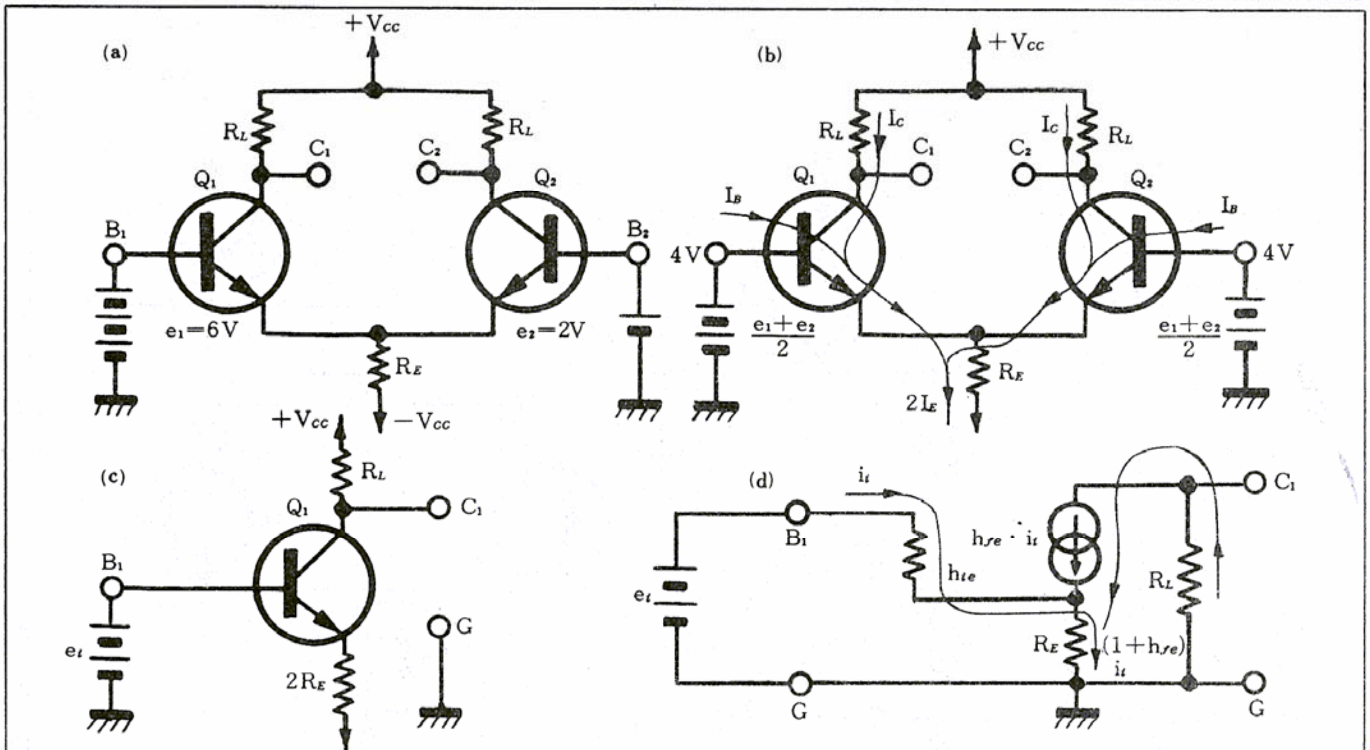
Q_1, Q_2의 컬렉터·이미터간 전압을 각각 V_{CE1}, V_{CE2}라 하면 다음의 관계가 있다.

$$V_{CE1}=2V_{CC}-R_L \cdot I_{C1}-R_E(I_{E1}+I_{E2})$$

$$V_{CE2}=2V_{CC}-R_L \cdot I_{C2}-R_E(I_{E1}+I_{E2})$$

차동 앰프의 성능을 향상시키기 위해서는 이미터 저항 R_E가 크면 클수록 좋지만 위의 식에서 알 수 있는 바와 같이, R_E를 크게 하면 V_{CE1}, V_{CE2}가 0에 가까와져 버린다. 그 때문에 R_E 대신 트랜지스터나 FET가 사용된다.

5·21 직류증폭에 없어서는 안될 차동 앰프의 동상동작



〔그림 67〕 차동 앰프의 동상동작

〔그림 67〕(a)에서는 차동 앰프의 Q_1 입력으로서 $e_1=6V$, Q_2 입력으로서 $e_2=2V$인 직류전압이 가해져 있다. 이와 같이 양쪽의 입력전압에 차가 있을 때

$$\frac{e_1+e_2}{2}=\frac{6V+2V}{2}=4V$$

를 동상입력전압

$$\frac{e_1-e_2}{2}=\frac{6V-2V}{2}=2V$$

를 **차동입력전압**이라 부른다. e_1 및 e_2의 각 입력은

$$\frac{e_1+e_2}{2}+\frac{e_1-e_2}{2}=e_1=6V$$

$$\frac{e_1+e_2}{2}-\frac{e_1-e_2}{2}=e_2=2V$$

가 되어 모순되지 않는다. 차동 앰프는 앞페이지에서 서술한 것과 같이 동상 입력의 4V에 대한 전압 게인은 제로이고, 차동입력의 ±2V는 하이 게인으로 증폭한다.

〔그림 67〕(b)는 동상입력$(e_1+e_2)/2=4V$가 있을 때의 회로 동작을 나타내고 있다. 좌우의 트랜지스터 Q_1, Q_2가 똑 같고 부하저항 R_L도 같으면 베이스 전류 I_B, 컬렉터 전류 I_C, 이미터 전류 I_E는 모두 같은 값이 된다.

이미터 저항 R_E에는 Q_1, Q_2의 이미터 전류가 합류하여 흐르기 때문에 Q_1, Q_2 공통 이미터 전위는 전압 $2R_E \cdot I_E$만큼 어어드에서 밀려 올려져 강한 부궤환이 걸린다. 그림 (c)는 그림 (b)의 회로를 2개로 나눈 것의 왼쪽 반으로서 이미터 저항이 $2R_E$로 그림 (b)의 2배로 되어 있는 점에 주의하기 바란다. 이것은 그림 (c)의 회로를 2개 좌우 대칭으로 만들어 이미터와 $-V_{CC}$를 공통으로 접속하면 $2R_E$와 $2R_E$가 병렬로 접속되어 R_E가 되고 회로는 그림 (b)에 일치하기 때문이다.

그림 (c)에서 동상 입력 때의 차동 앰프는 **3·21**의 〔그림 37〕에 보인 1단 앰프와 똑 같은 형이 된다. 그림 (c)에서는 바이어스 저항이 생략되었다. 따라서 전압 게인 G_{VC}는 **3·21**의 (50)식을 참고하여

$$G_{VC}=\frac{-R_L}{2R_E} \quad \cdots\cdots (26)$$

로 주어진다. 등가회로를 그림 (d)에 그려 놓았다. G_{VC}는 **동상 게인**이라 한다. 이상적인 차동 앰프의 동상 게인은 0이지만, 0이 되기 위해서는 (26)식에서

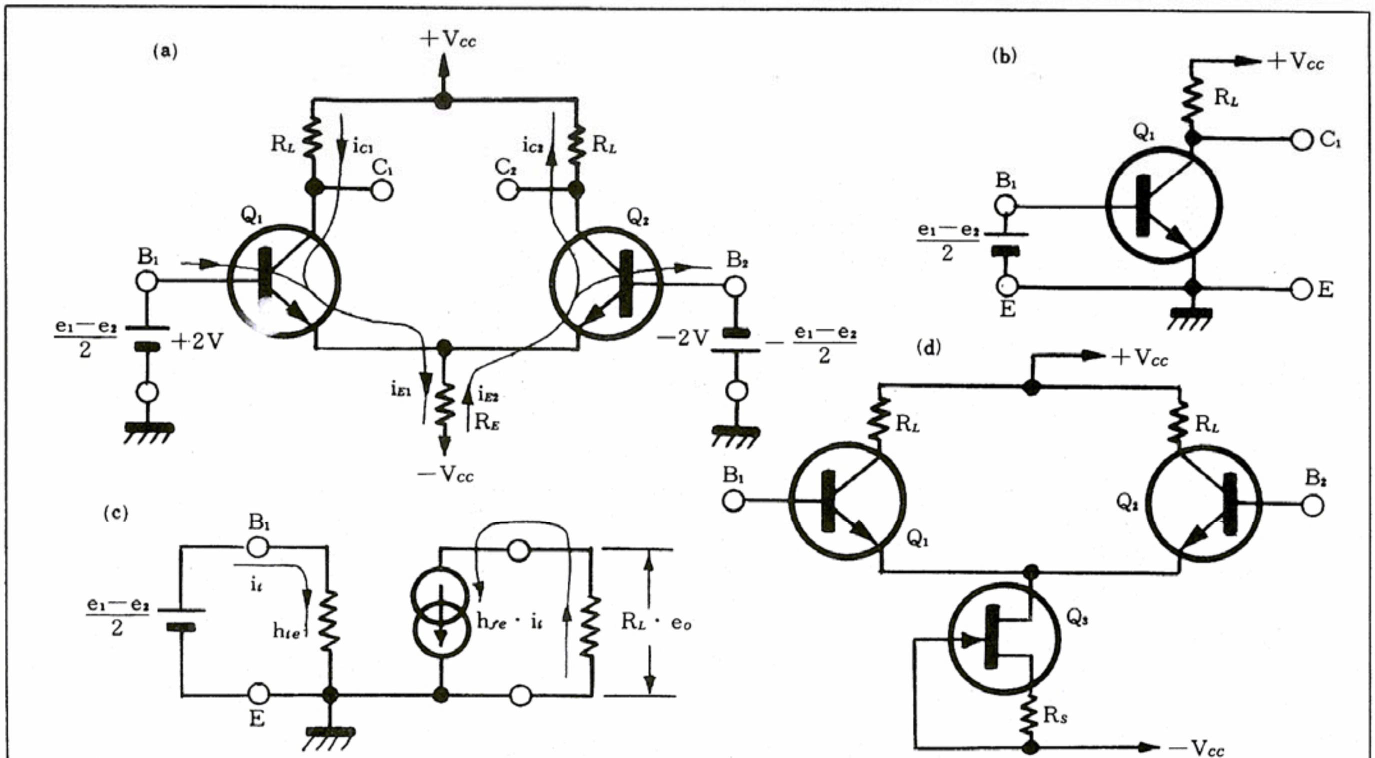
(1) R_L을 0으로 한다.

(2) R_E를 무한대로 한다.

의 2가지 방법 밖에 없는데, 어느 것이나 다 실현 불가능하다. 왜냐 하면 $R_L=0$으로 하면 차동입력에 대한 게인도 없어지고, 또 R_E를 무한대로 하면 컬렉터 전류(이미터 전류)가 전혀 흐르지 않게 되어 버리기 때문이다.

이상의 이유로 실제 차동 앰프의 동상 게인은 0으로 할 수 없지만, R_E를 될 수 있는대로 크게 하여 0에 가깝게 한다.

5·22 직류증폭에 없어서는 안되는 차동 앰프의 차동 동작과 CMRR



〔그림 68〕 차동 앰프의 차동 동작

차동 앰프의 본명은 차동 동작이다. 〔그림 68〕(a)는 차동 앰프의 Q_1, Q_2의 입력으로서 앞페이지에서 계산한 차동입력의 +2V와 −2V가 가해져 있는 상태를 나타내고 있다. Q_1 입력은 +2V 이므로 B_1에서 이미터를 향하는 입력 베이스 전류가 있고, 컬렉터전류 i_{C1}은 부하저항 R_L을 위에서 밑으로 흘러 Q_1 컬렉터에 유입한다. Q_1 이미터 전류 i_{E1}은 유출의 형식으로 이미터 공통저항 R_E에 달한다.

다음에 Q_2 쪽은 어떤가 하면, Q_2 베이스 B_2에는 −2V의 전압이 걸리기 때문에 입력 베이스 전류는 유출한다. 컬렉터 전류 i_{C2}도 유출하지만 이미터 전류 i_{E2}는 유입한다.

그 때문에 공통 이미터 저항 R_E에는 위에서 밑으로 향하여 i_{E1}이 흐르고, 밑에서 위로 i_{E2}가 흐른다. 트랜지스터 Q_1, Q_2가 똑 같고 부하저항 R_L이 같으면 입력전압+2V, −2V에 대한 i_{E1}과 i_{E2}는 같고, $i_{E1}-i_{E2}=0$이다.

따라서 R_E 양 끝에 발생하는 전압도 제로로서, R_E가 없는 것과 같은 결과가 된다. 그림 (a)의 왼쪽 반을 떼내어 생각한 회로는 그림 (b)와 같이 이미터 저항을 생략해도 좋으며, 이 점은 앞페이지의 〔**그림 67**〕(c)와 대조적이다.

그림 (b)의 등가회로는 〔**그림 68**〕(c)의 형식으로 표시된다.

입력저항은 h_{ie}, 출력전압 e_o는

$$e_o=-h_{fe}\cdot R_L\cdot i_i$$

로서 전압 게인 G_{vd}는

$$G_{vd}=\frac{e_o}{e_i}=\frac{-h_{fe}\cdot R_L\cdot i_i}{h_{ie}\cdot i_i}=\frac{-h_{fe}\cdot R_L}{h_{ie}}\cdots\cdots(27)$$

로 주어진다.

G_{vd}는 **차동 게인**이라 불린다.

여기서 앞페이지 **5·21**의 (26)식에서 보인 동상 게인과 차동 게인의 비를 생각해 보자.

$$\frac{G_{vd}}{G_{vc}}=\frac{2h_{fe}\cdot R_E}{h_{ie}}\cdots\cdots(28)$$

차동 앰프의 목적은 차동 게인 G_{vd}를 될 수 있는 대로 높게, 동상 게인을 낮게(이상은 제로)하는데 있기 때문에 (28)식의 G_{vd}/G_{vc}가 크면 클수록 우수한 차동 앰프라 할 수 있다.

G_{vd}/G_{vc}는 **동상분 제거비**(common mode rejection ratio)라 하는데, 줄여서 CMRR이라고 쓴다.

(28)식에서 CMRR을 크게 하기 위해서는

(1) h_{fe}가 큰 트랜지스터를 사용한다.

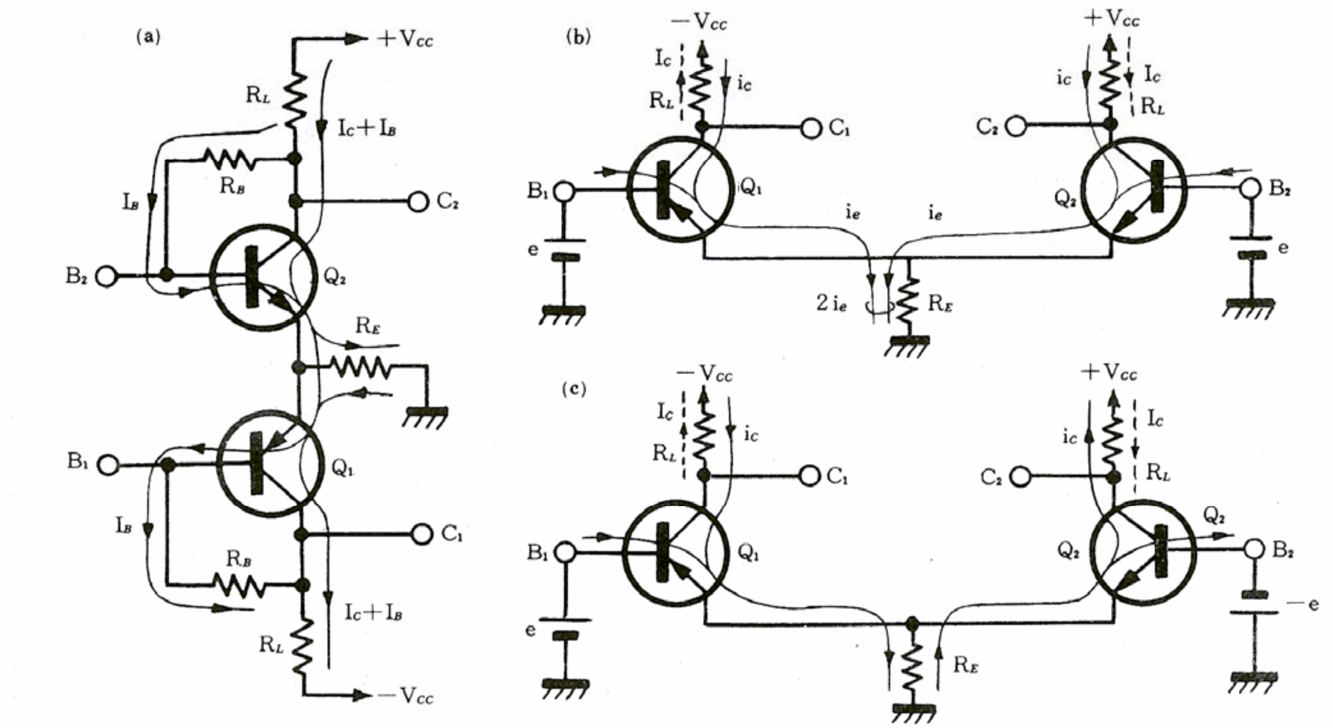
(2) R_E를 될 수 있는대로 크게 한다.

(3) h_{ie}를 작게 한다.

의 3가지 방법이 있는데, (1)과 (3)에는 한도가 있기 때문에 (2)의 R_E를 크게 하도록 회로를 연구했다.

그림 (d)는 R_E 대신 FET를 사용하여 직류전압 강하를 작게 억제하면서 교류에 대한 저항이 높아지도록 설계해 놓았다.

5·23 새로운 형의 차동증폭을 하는 콤플리멘터리 차동 앰프



〔그림 69〕 콤플리멘터리 차동 앰프

콤플리멘터리 차동 앰프는 〔그림 69〕(a)에 나타낸 형으로 되어 있다. 그림에서 Q_1은 PNP, Q_2는 NPN형 트랜지스터이다. Q_2는 컬렉터 부하저항 R_L을 통하여 $+V_{CC}$에 접속되고, Q_1에는 마찬가지로 R_L이 $-V_{CC}$와 컬렉터간에 접속되어 있다.

컬렉터 전류는 $+V_{CC}$에서 $-V_{CC}$를 향하여 흐르지만, 그림 (a)의 경우, 자기 바이어스형으로 되어 있기 때문에 부하저항 R_L에는 I_C+I_B, 즉 이미터 전류가 흐르게 된다.

한편, 공통 이미터 저항 R_E쪽은 어떤가 하면, Q_1, Q_2가 완전히 동일한 트랜지스터이면 Q_1, Q_2의 베이스·바이어스 저항 R_B, 컬렉터 부하저항 R_L이 각각 같기 때문에 직류전류는 전혀 흐르지 않는다. 다만 $+V_{CC}$와 $-V_{CC}$의 전원전압의 절대값은 같다고 한다.

이와 같이 모두 플러스·마이너스 전원을 사용하면서 차동 앰프 때와 달라, 콤플리멘터리 차동 앰프의 이미터 저항에는 직류전류가 흐르지 않는 것이다. 그러나 동상 동작 때에 R_E는 중요한 역할을 한다.

☆ 그림 (b)는 콤플리멘터리 차동 앰프의 동상 동작이다. B_1, B_2 양 입력에는 동일한 전압 e가 입력되어 있다. 입력 베이스 전류, 출력 컬렉터 전류 i_C는 그림 (b)에 실선으로 나타낸 방향으로 흐른다. 따라서 동상 동작 때의 각 전극에 있어서 신호전류가 흐르는 방식은 〔그림 67〕(b)에 보인 차동 앰프와 다름이 없다.

다만, Q_1, Q_2의 컬렉터 전류 직류분은 〔그림 69〕(b)의 점선과 같이 흐르고 있기 때문에 그림에 보인 동상 입력을 받았을 때의 Q_1, Q_2 컬렉터 전류는

(1) Q_1에서는 I_C-i_C로 감소한다.

(2) Q_2에서는 I_C+i_C로 증가한다.

가 되어 〔그림 67〕(b)의 경우와 다르다. C_1-C_2 단자간의 전압을 생각해 보면, C_2점은 $R_L \cdot i_C$만큼 전위가 내려가고, C_1점도 $i_C \cdot R_L$의 전위 강하를 일으키기 때문에 C_1-C_2간에 출력전압은 나타나지 않는다. 그러나 C_1－어어드간, C_2－어어드 간에는 출력전압을 일으킨다. 이미터 공통저항 R_E에는 2 i_e의 전류가 흐르고, 부궤환이 걸린다.

☆ 그림 (c)는 차동 동작의 콤플리멘터리 차동 앰프이다. B_1에는 +e, B_2는 −e의 차동 입력이 가해져 있다. 신호전류가 흐르는 방식은, 앞페이지의 〔그림 68〕(a)와 다름이 없다. 이미터 공통저항 R_E에 신호전류가 흐르지 않고 동상 동작 때와 같이 NF는 걸리지 않는다. 이 때문에 차동 게인은 동상 게인보다 높아진다.

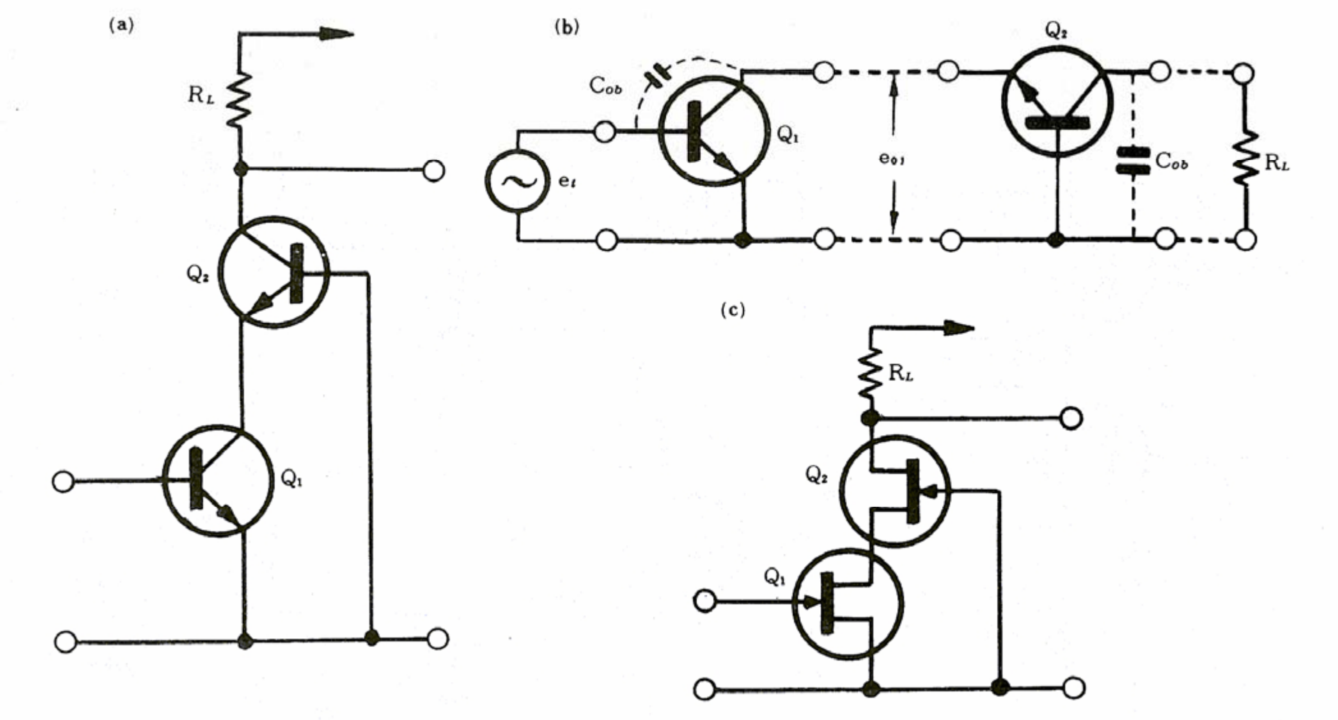
C_1-C_2 단자간 출력전압은 어떤가 하면

(3) C_1 전위는 $R_L \cdot i_C$만큼 강하한다.

(4) C_2점은 $R_L \cdot i_C$의 전위상승을 나타낸다.

가 되어 출력전압을 발생한다. 콤플리멘터리 차동 앰프는 새로운 형의 앰프로서 장래가 기대된다.

5·24 높은 주파수의 증폭이 가능한 캐스코우드 앰프



〔그림 70〕 캐스코우드 앰프

2 단의 캐스케이드 앰프(cascade amplifier) 에 대해서는 **5·14**에서 설명했지만, 캐스코우드 앰프(cascode amplifier)는 같은 2 단이라도 접속 방식이 다르다.

〔그림 70〕(a)를 보자. 그림은 설명의 편의상 바이어스 저항이나 접지 콘덴서류를 뗀 알몸의 캐스코우드 앰프이다. 캐스케이드 때는 Q_1, Q_2가 모두 이미터 접지의 형으로 되어 있었지만, 캐스코우드 앰프는

(1) 1 층의 Q_1은 이미터 접지

(2) 2 층의 Q_2는 베이스 접지

로 되어 있고, Q_1 컬렉터가 Q_2 이미터에 접속되어 있는 것이 장점이다.

그림 (a)의 트랜지스터·캐스코우드 앰프는 지금까지 거의 사용된 일이 없지만 3 극 진공관으로 만든 캐스코우드 앰프는 TV의 캐스코우드 튜우너에 잠시 많이 이용되었다. 캐스코우드 앰프는 잡음이 적고, 고주파(VHF대) 특성이 좋기 때문이다.

트랜지스터는 특성이 5 극 진공관과 비슷하기 때문에 캐스코우드 앰프에 짜도 그다지 잇점이 없었지만, **4·5**에서 소개한 세로형 FET는 특성이 3 극 진공관과 같기 때문에 FET에 의한 캐스코우드 앰프의 장래성이 나왔다.

4·5의 세로형 FET는 전력증폭용으로 했지만, 최근에는 전압증폭용의 세로형 FET도 시장에 모습을 나타내고, 일부의 메이커들은 이미 스테레오 앰프에 캐스코우드 앰프를 채용하고 있다.

그림 (b)는 캐스코우드 앰프를 Q_1, Q_2, 부하저항 R_L에 균등하게 나타냈다. 앞서 말한 바와 같이 캐스코우드 앰프는 고주파 특성이 좋은데, 그 이유는 트랜지스터의 컬렉터·베이스간의 접합부 콘덴서 용량 C_{ob}에 의한 **미러 효**과가 제거되기 때문이다.

그림 (b)에 보인 것과 같이 C_{ob}는 베이스·이미터간에 들어가기 때문에 입력전압 e_i와 출력전압 e_{o1}의 차가 C_{ob}에 관계되는 것인데, 이미터 접지 1단 앰프의 해석에서 알 수 있는 바와 같이 e_i와 e_{o1}은 전압 게인의 극성이 ⊖이기 때문에

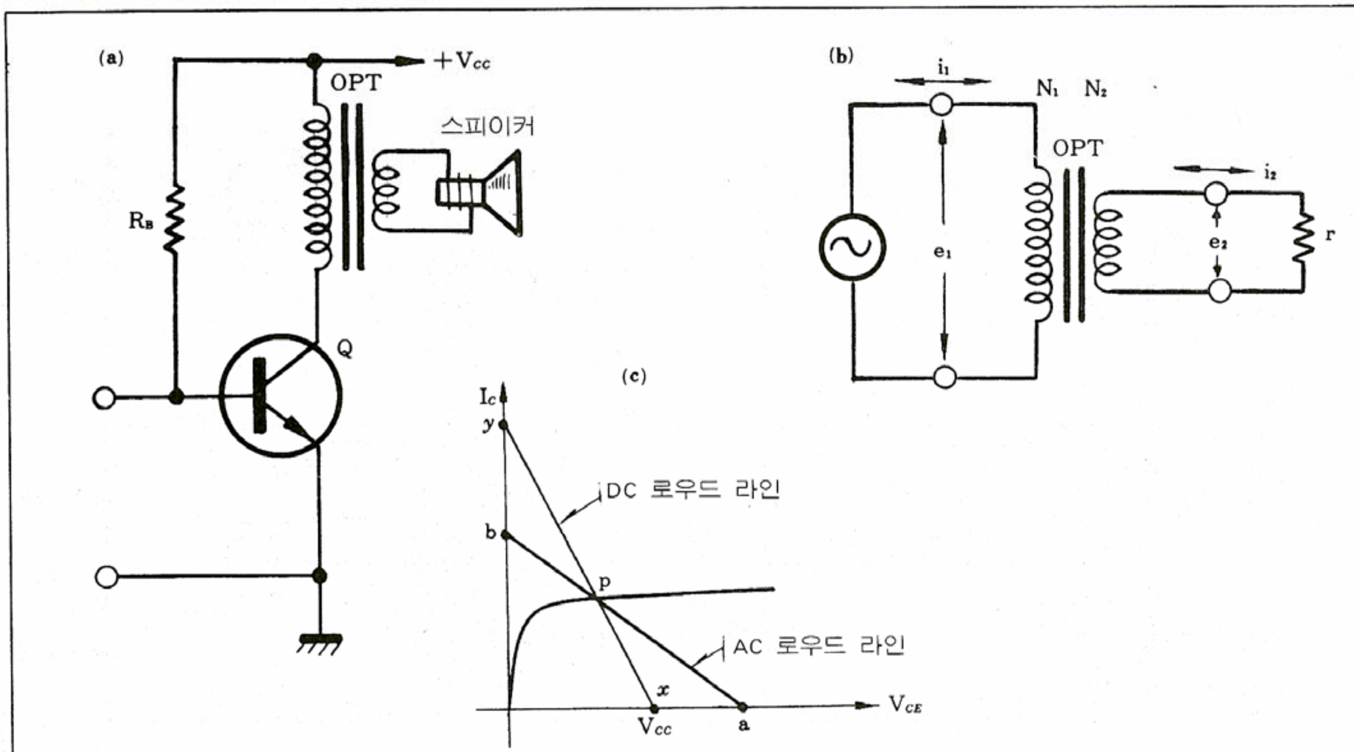
$e_{o1} = -G \cdot e_i$ (G는 전압 게인의 절대값)

의 관계가 있다. 따라서 $e_i - e_{o1} = e_i + G \cdot e_1 = (1+G)e_i$가 C_{ob} 양 끝의 전압이 되고, C_{ob}에는 신호전류가 흘러 높은 주파수의 특성이 악화한다. 이것이 미러효과이다.

캐스코우드 앰프는 이미터 접지인 Q_1의 전압 게인이(베이스 접지의 Q_2 입력저항이 낮기 때문에) 거의 없고, 주된 게인을 Q_2에서 충당한다. Q_2는 이미터 입력, 베이스 접지이기 때문에 C_{ob}는 출력쪽에 있고 미러효과를 발생하지 않는다.

그림 (c)는 세로형 FET에 의한 캐스코우드 앰프로서, 앞으로는 이 형의 앰프가 널리 이용될 것으로 생각된다.

5·25 간단하고 경제적인 싱글 파워 앰프



〔그림 71〕 싱글 파워 앰프

저주파전압 증폭회로를 끝내고 드디어 파워 앰프(전력증폭기)로 들어간다. 파워 앰프는 스피이커를 구동하여 음성을 내기 위해 없어서는 안되지만, 이것 이외에 모우터를 돌린다든가 전자 밸브나 진동시험기를 가동시킨다든가, 기록기(레코오더) 의 펜을 구동하는 등, 공업적인 용도도 많이 있다. 파워 앰프에는 여러가지 형식이 있지만 크게 나누면 다음과 같이 된다.

싱글 앰프(A급 동작)
A급 푸시풀 앰프
AB급 푸시풀 앰프
B급 푸시풀 앰프

〔그림 71〕(a)는 고정 바이어스의 싱글 파워 앰프이다. 이 그림에서 OPT라고 적혀 있는 것은 **출력 트랜스**(output transformer)의 약자로서, 1차쪽 코일은 $+V_{CC}$와 파워 트랜지스터 Q의 컬렉터간, 2차 코일은 스피이커·보이스코일에 접속되어 있다.

OPT는 낮은 저항(2차쪽 부하)의 보이스코일을 외견상 큰 최적저항으로 하여, 파워 트랜지스터 Q의 부하로 하는 것인데 이 작용을 임피이던스 매칭이라 한다. 임피이던스 매칭의 원리를 그림 (b)에 나타냈다.

그림 (b)에서 OPT 1차쪽 코일은 교류전압원(전압 e_1)에 접속되어 있고, 2차쪽 코일에는 저항 r이 접속되어 있다. r의 양 끝에 생기는 교류전압 e_2는 OPT 1차쪽 코일과 2차쪽 코일의 감은수를 N_1, N_2라 하면

$$\frac{e_2}{e_1}=\frac{N_2}{N_1}\cdots\cdots(29)\quad 또는\quad e_2=\frac{N_2}{N_1}\times e_1\cdots\cdots(29)$$

로 주어진다. 1차쪽 코일과 2차쪽 코일을 흐르는 교류전류를 각각 i_1, i_2라 하면 손실 없이 전력을 보낼 수 있는 조건은

$$e_1\times i_1=e_2\times i_2\cdots\cdots(30)$$

가 된다. (29), (30)의 두 식에서

$$\frac{i_1}{i_2}=\frac{e_2}{e_1}=\frac{N_2}{N_1}\cdots\cdots(31)$$

가 성립하기 때문에 (29)식의 양변을 (31)식에 곱하면

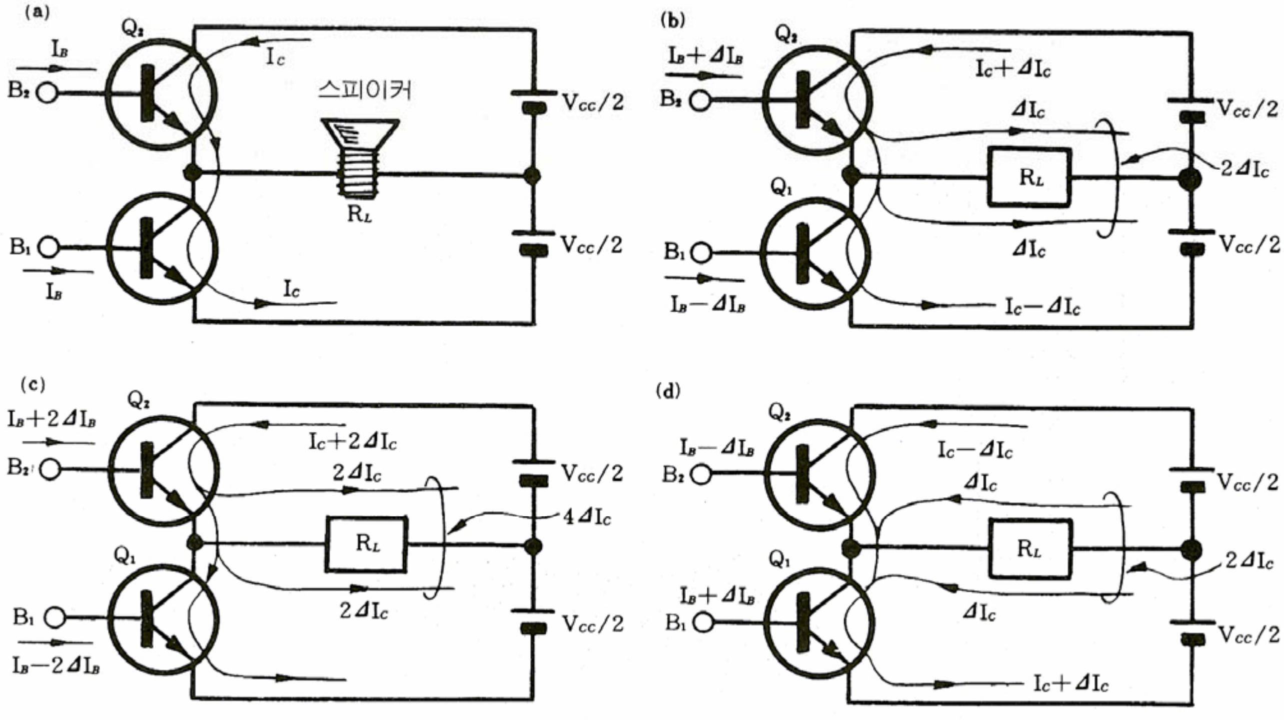
$$\frac{e_2}{e_1}\times\frac{i_1}{i_2}=\frac{(e_2/i_2)}{(e_1/i_1)}=\frac{N_2\times N_2}{N_1\times N_1}=\frac{N_2^2}{N_1^2}\cdots\cdots(32)$$

을 얻는다. $e_2/i_2=r$이고, e_1/i_1은 1차쪽에서 본 임피이던스에 지나지 않는다. e_1/i_1, r, N_1, N_2 사이에는

$$e_1/i_1=〔1차쪽에서\ 본\ 임피이던스〕=(r\times N_1^2)/N_2^2\cdots\cdots(33)$$

의 관계가 있다. N_1/N_2가 1보다 크면 1차쪽에서 본 임피이던스는 r보다도 커진다. 싱글 파워 앰프는 OPT 1차쪽 코일의 직류저항(일반적으로 낮다)이 DC 로우드로서, 1차쪽에서 본 임피이던스가 AC 로우드이다. 〔그림 71〕(d)는 트랜지스터의 $V_{CE}-I_C$ 특성에 DC 로우드 라인과 AC 로우드 라인을 써 넣은 상태를 나타내고 있다.

5·26 지금 오오디오계에서 크게 활약 중인 싱글 엔디드 푸시풀 (SEPP)의 동작



〔그림 72〕 SEPP의 동작

싱글 엔디드 푸시풀(single ended pushpull) 회로는 줄여서 SEPP라고 쓴다. 그 회로는 〔그림 72〕의 형태로 되어 있는데, 언뜻 보면 〔그림 70〕의 캐스코우드 앰프와 비슷하지만 전혀 다른 동작을 한다.

푸시풀은 영어의 밀다(push)와 끌다(pull)에서 온 말인데, 하차를 움직일 때 두 사람 중 한 사람이 차를 끌고 다른 한사람이 밀늣이, 2석의 트랜지스터가 협동하여 스피이커를 드라이브한다.

푸시풀의 좋은 점은 2석분의 큰 파워가 스피이커에 주어질 뿐 아니라, A급, AB급에서는 일그러짐이 감소되는 점이다. 그 대신 싱글 파워 앰프와 달라 파워단의 드라이브가 곤란하다. 그러나 PNP, NPN 파워 트랜지스터를 조합시킨 콤플리멘터리 푸시풀로 하면 드라이브는 싱글 앰프와 같이 간단하게 된다. 〔그림 72〕는 A급 SEPP의 동작인데, 각 그림의 설명은 다음과 같다.

그림 (a)는 신호가 없는 경우의 전류 배분을 나타낸다. 바이어스 회로는 생략되었지만 트랜지스터 Q_1, Q_2 베이스에는 같은 베이스 전류 I_B가 흐르고, 컬렉터 전류 I_C도 공통이다. 그 때문에 스피이커 부하 R_L에 전류는 흐르지 않고 Q_1, Q_2의 컬렉·이미터간 전압은 $V_{CC}/2$이다. 그림 (b)에서는 Q_1, Q_2의 베이스 전류가 같지 않고

$Q_1 \cdots\cdots I_B - \varDelta I_B \quad Q_2 \cdots\cdots I_B + \varDelta I_B$

와 같이 각각 (a)에 비해서 $\varDelta I_B$씩 증감하고 있다.

Q_1, Q_2의 컬렉터 전류는 그림에 보인 방향으로 흐르고, 부하 R_L을 통하는 전류는 $2\varDelta I_C$가 된다. 그 때문에 스피이커는 앞(또는 뒤)으로 움직인다. Q_1 컬렉터 전류는 $\varDelta I_C$ 감소되고 (pull), Q_2 컬렉터 전류는 $\varDelta I_C$ 증가(push)되어 있음에도 불구하고 부하에는 $2\varDelta I_C$의 전류가 흐르는 것이 SEPP의 교묘한 점이다.

그림 (c)는 Q_1베이스 전류가 앞에서보다 더 감소하여 $I_B - 2\varDelta I_B$로 되고, Q_2 베이스 전류도, 이에 대응하여 $I_B + 2\varDelta I_B$로 증가 하고있다. 결과적으로 부하에는 $4\varDelta I_C$의 출력전류가 왼쪽에서 오른쪽으로 흐른다. 파워 트랜지스터의 전류증폭률을 h_{fe}라 하면

$\varDelta I_C = h_{fe} \cdot \varDelta I_B$

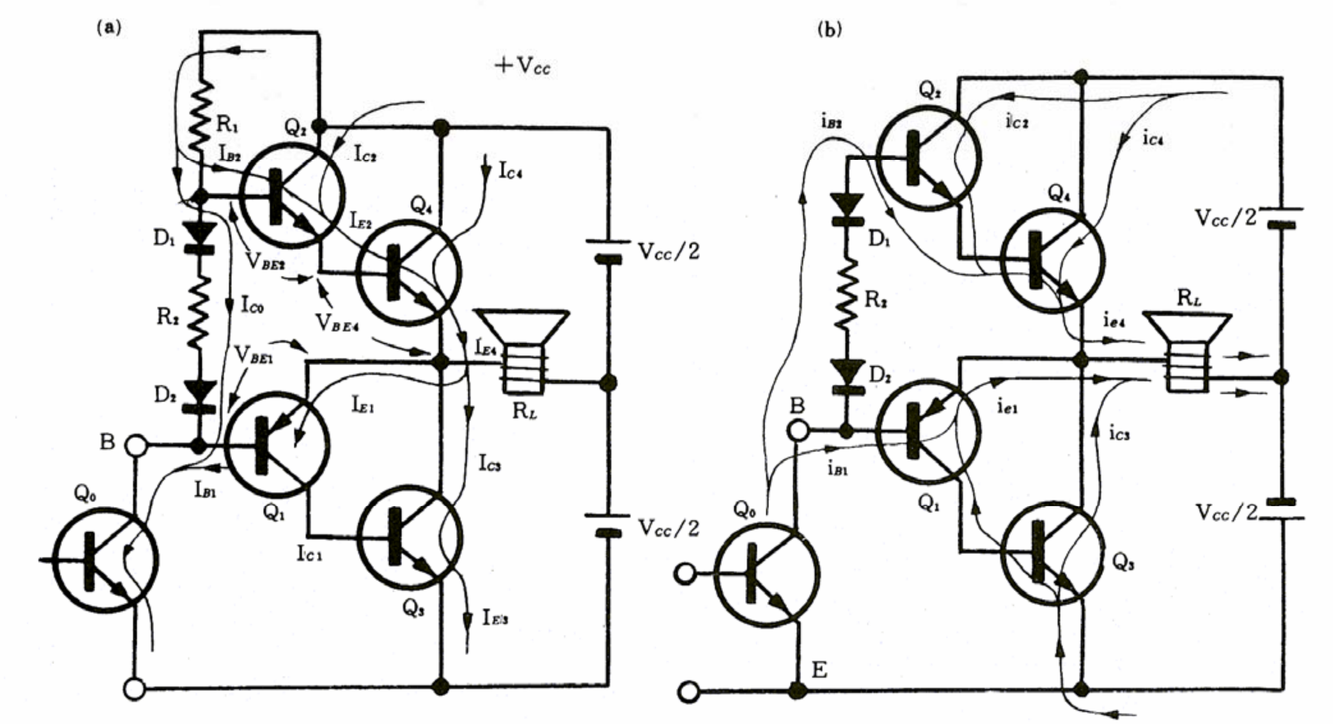
의 한계가 있기 때문에 출력전류는 $4h_{fe} \cdot \varDelta I_B$가 된다.

그림 (b)에서는 지금까지와 반대로 Q_1베이스 전류는 $\varDelta I_B$ 증가하여 $I_B + \varDelta I_B$, Q_2 베이스 전류는 $I_B - \varDelta I_B$로 변화하고 있고, 부하 R_L에는 (b), (c)와 반대 방향 즉 오른쪽에서 왼쪽으로 $2\varDelta I_C$의 출력전류가 흐른다. 스피이커의 보이스코일은 (b), (c)와는 반대 방향으로 움직인다.

이상은 A급 SEPP의 동작이지만, B급에서는 (b)의 입력전류에 대하여 Q_1은 차단, 즉 컬렉터 전류가 흐르지 않고, (c)의 입력전류의 경우는 Q_2가 차단된다. Q_1, Q_2가 번갈아 싱글로 작용하고 있다고 생각해도 된다.

AB급은 A급과 B급의 중간 동작을 한다.

5　5·27 트랜지스터SEPP의 결정판　준콤플리멘터리 SEPP



〔그림 73〕 준콤플리멘터리 SEPP의 동작

SEPP는 드라이브가 어렵지만 이것을 쉽게 하기 위해서 여러가지로 연구가 되었다. 준콤플리멘터리는 PNP, NPN 트랜지스터를 조합시켜 드라이브를 간단하게 한 SEPP회로이다.

〔그림 73〕은 준콤플리멘터리 SEPP회로를 나타냈다. 그림에서 알 수 있듯이

☆ Q_1과 Q_3은 콤플리멘터리 직결(〔그림 62〕(b))를 참조)

☆ Q_2와 Q_4는 다알링턴 접속 〔그림 59〕 참조로 되어 있다. 이 때문에 각 트랜지스터의 전류증폭률이 같은 h_{fe}라고 하면 합성된 전류증폭률은 거의 h_{fe}^2이 된다.

다음에 〔그림 73〕을 자세히 보면 스피이커 부하는 Q_1, Q_4의 공통 이미터에 접속되어 있기 때문에 회로는 등가적으로 이미터 폴로워이다. 이미터 폴로워에 대해서는 5·12와 〔그림 58〕에서 자세히 설명했지만, 입력 임피이던스는 높고(〔그림 73〕의 경우, 거의 $h_{fe}^2 \cdot R_L$), 전압 게인은 1 이하로서 일그러짐이 적으며, 주파수 특성은 NF에 의하여 향상한다. 〔그림 73〕의 Q_1, Q_2 베이스 사이에 다이오우드 D_1, D_2, 저항 R_2가 들어 있는데, 그림 (a)에서 알 수 있는 바와 같이 Q_1, Q_2 베이스간에는 $V_{BE1}+V_{BE2}+V_{BE4}$의 전압이 있다. 실리콘 트랜지스터의 경우, V_{BE}는 거의 0.6V이므로 0.6V×3=1.8V의 전압이 된다.

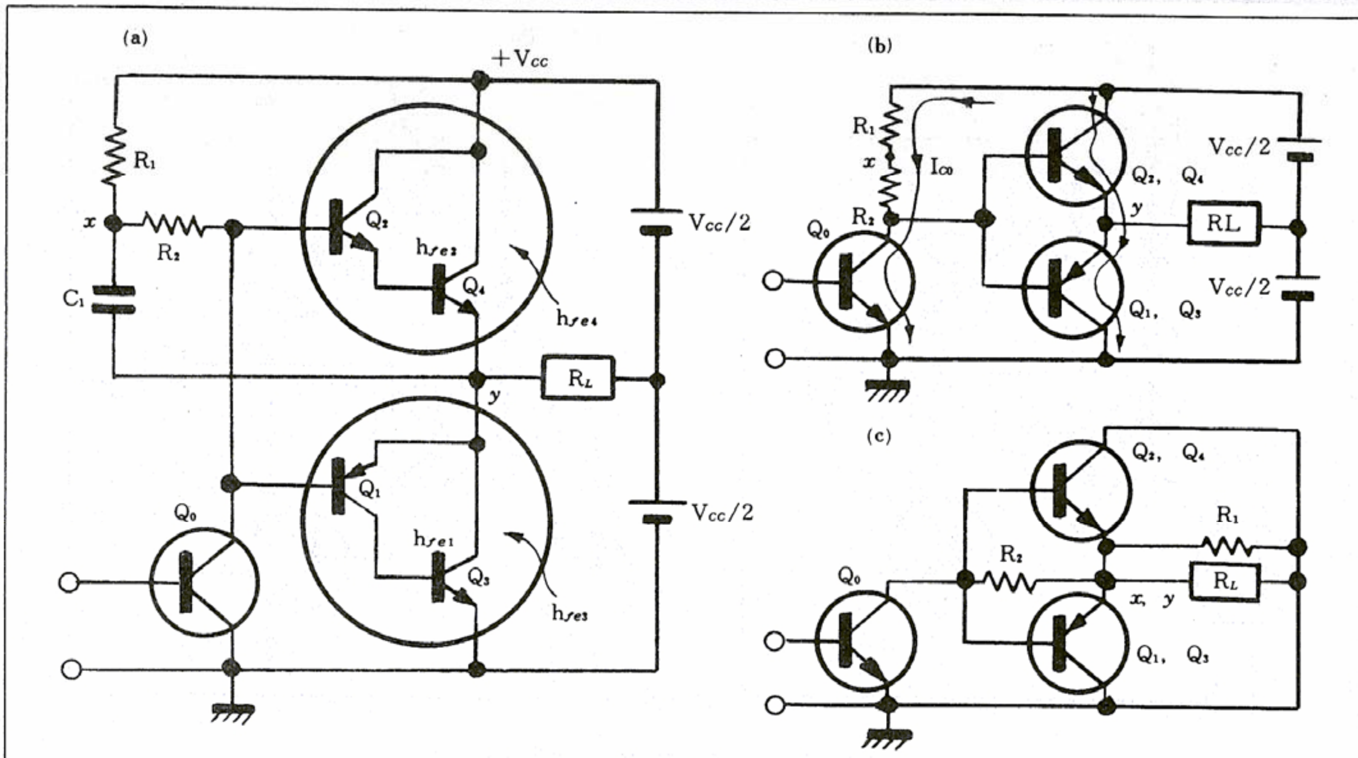
실리콘 다이오우드의 애노우드·캐도우드간 전압은 순방향 바이어스 때에 거의 0.6V이고, 그 온도특성은 실리콘 트랜지스터의 V_{BE}와 같기 때문에 D_1, D_2의 양 다이오우드는 위에 적은 전압의 발생, 및 온도보상용으로서 사용되고 있는 것이다. 저항 R_2는 다이오우드 D_1, D_2로서는 부족한 전압을 만들기 위한 것이다. R_2의 값에 의하여 SEPP는 B급, AB급, A급과 그 동작점을 바꾼다.

또 D_1, D_2, R_2에는 전원(+V_{CC})에서 저항 R_1을 통하여 트랜지스터 Q_0의 컬렉터 전류 I_{CO}가 흐르고 있는 점에 주의하기 바란다. Q_0는 전압증폭용 트랜지스터인데, Q_1~Q_4로 되는 이미터 폴로워를 드라이브한다.

〔그림 73〕(a)는 회로가 제로 신호일 때의 직류상태를 나타내고 있다. 상당히 복잡하지만 I_{B1}, I_{B2}는 Q_1, Q_2의 베이스 전류이고, I_{C1}, I_{C2}, I_{C3}, I_{C4}, I_{E1}, I_{E2}, I_{E3}, I_{E4}는 각각 Q_1, Q_2, Q_3, Q_4의 컬렉터 및 이미터 전류이다.

그림 (b)는 준콤플리멘터리 SEPP회로의 A급 교류동작을 나타낸다. 그림은 입력전류가 B단자에서 Q_1, Q_2 베이스에 유입했을 때로서, i_{B1}, i_{B2}는 Q_1, Q_2의 베이스 입력신호전류이다. 부하 R_L에는 Q_1 이미터 전류 i_{e1}, Q_3 컬렉터 전류 i_{c3}, Q_4이미터 전류 i_{e4}가 합류하지만, B급 동작에서는 i_{e4}만 흐르고, i_{e1}과 i_{c3}은 흐르지 않는다. Q_1, Q_3은 차단상태에 있기 때문이다. 입력전류가 역방향이 되면 Q_1, Q_3이 동작하여 Q_2, Q_4가 차단한다.

5·28 파워 앰프의 성능을 향상시키는 교묘한 부우트스트랩 회로



〔그림 74〕 부우트스트랩 회로와 그 동작

부우트스트랩(bootstrap) 회로는 콤플리멘터리, 혹은 준콤플리멘터리 SEPP에 사용되고 있는 독특한 회로이다. 그 목적은 이미터 폴로워로 되어 있는 출력단을 드라이브하는 트랜지스터(〔그림 73〕 및 〔그림 74〕의 Q_0)에 대하여

(1) 낮은 직류(DC) 로우드를 주고,

(2) 높은 교류(AC) 로우드를 주고 전압 게인을 높인다.

에 있다.

그 때문에 이미터 폴로워의 입력 임피이던스가 높은 성질을 충분히 이용하고 있다.

〔그림 74〕(a)는 부우트스트랩 회로를 포함한 준콤플리멘터리 SEPP이다.

Q_1 베이스와 Q_2 베이스간의 다이오우드 및 저항(앞페이지의 D_1, D_2, R)은 생략했다. V_{CC}, 저항 R_1, 저항 R_2는 $+V_{CC}$에서 Q_0의 컬렉터 전류를 공급하기 위한 것이지만 동시에 앞페이지 〔그림 73〕의 D_1, D_2, R(〔그림 74〕에서는 생략)에 흐르는 Q_0 컬렉터 전류에 의하여 Q_1, Q_2 양 트랜지스터의 바이어스 전압을 준다.

R_1과 R_2의 접속점x와 Q_4 이미터 y 사이에 들어 있는 콘덴서 C_1은 매우 중요한 역할을 한다. 우선 C_1은 직류분을 통하지 않으므로 제로 신호 때의 회로는 그림 (b)와 같은 형으로 그릴 수 있다. x−y간의 콘덴서 C_1이 떨어져 있는 것은 직류를 흘리지 않기 때문이다. 따라서 Q_0 컬렉터 전류 I_{C0}는 R_1, R_2를 흘러 Q_0 컬렉터에 달하고 Q_1, Q_2에 필요한 바이어스 전압을 준다.

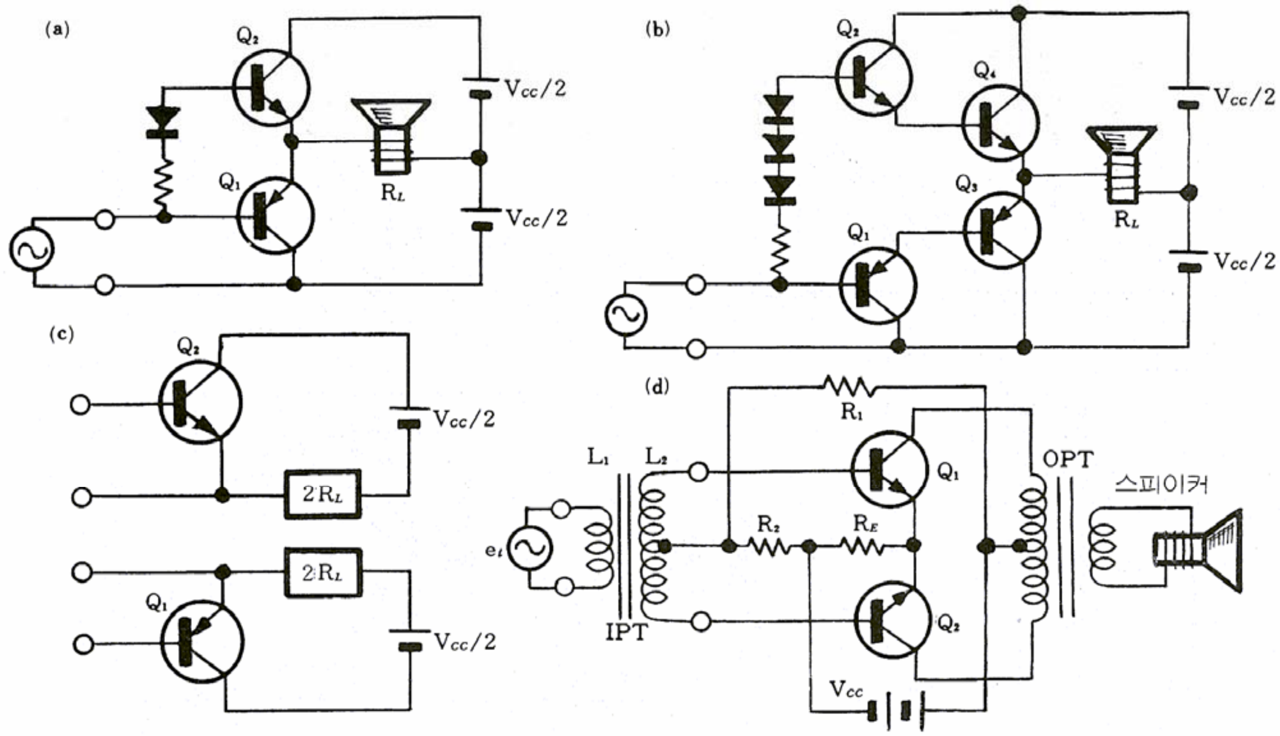
다음에 교류신호가 들어갔을 때의 교류등가회로는 그림 (c)로 표시된다. 콘덴서 C_1의 용량은 그 리액턴스분을 무시할 수 있을 정도의 큰 것으로 하고, x−y간은 단락하여 x, y로 되어 있다.

여기서 알 수 있듯이 저항 R_2는 Q_1, Q_2베이스와 이미터 사이에 들어가고, R_1은 R_L에 병렬로 들어간다. 교류적으로는 전원 임피이던스도 무시할 수 있다고 보고, 그림 (c)에는 $V_{CC}/2$의 전원을 그려 놓지 않았다.

그림 (c)에서 R_L은 보통 스피이커 보이스코일의 8Ω, R_1은 수백Ω~수kΩ이므로 R_L에 대하여 R_1을 무시할 수 있다. 회로가 B급에서 동작하면 Q_1 Q_3, 또는 Q_2 Q_4가 번갈아 싱글 형식으로 스피이커를 드라이브한다. Q_1, Q_2, Q_3, Q_4의 교류전류 증폭률을 h_{fe1}, h_{fe2}, h_{fe3}, h_{fe4}라 하면 이미터 폴로워의 입력임피이던스는 $h_{fe1} \cdot h_{fe3} \cdot R_L$ 또는 $h_{fe2} \cdot h_{fe4} \cdot R_L$이되는데, 일례로서 $h_{fe1}=h_{fe2}=h_{fe3}=h_{fe4}=h_{fe}=100$, $R_L=8\Omega$이라 하면 입력 임피이던스는 실로 $h_{fe}^2 \cdot R_L = 100^2 \times 8 = 80\text{k}\Omega$에 달한다.

그 때문에 Q_0의 교류 부하 임피이던스는 매우 높아져서 충분한 전압 게인을 얻을 수 있다. Q_0의 입력저항을 h_{ie0}, 교류전류 증폭률을 h_{fe0}라 하면 전압 게인 G_v는 $G_v = -h_{fe0} \cdot h_{fe}^2 \cdot R_L / h_{ie0}$가 된다는 것을 기억해 두기 바란다.

5·29 드라이브가 용이하고 성능이 높은 순콤플리멘터리 PP와 직렬형 PP



〔그림 75〕 순콤플리멘터리 PP와 직렬형 PP

순콤플리멘터리(pure complementary) 회로의 원형은 앞페이지 〔그림 74〕(b), (c)의 회로이다. 〔그림 75〕(a) 및 (b)에 이것을 나타냈다. 상하의 트랜지스터는 짝을 이룬 NPN·PNP트랜지스터로 구성되며, 그림의 경우, 모두 이미터 폴로워로서 동작한다.

그러나 컬렉터를 공통으로 하여 이미터를 전원쪽으로 가지고 가는 형, 즉 이미터 접지형의 접속도 가능하다. 이 경우 NPN, PNP 트랜지스터의 컬렉터는 방열판에 직접 고정시킬 수 있다. 그림 (a)에서는 Q_1, Q_2의 각 베이스간 전압은 약 0.6V×2인 1.2V, 그림 (b)에서는 0.6V×4=2.4V가 되기 때문에 보상용의 다이오우드도 1 대 3으로 수가 다르다.

지금까지 설명해 온 준콤플리멘터리, 순콤플리멘터리의 각 파워 앰프는 A급의 경우, 그림 (c)와 같이 $2R_L$ 부하의 싱글 앰프가 병렬로 접속된 것이라고 생각된다. 그림 (d)는 그림 (c)의 병렬방식과 달라 2석의 트랜지스터 Q_1, Q_2가 직렬접속의 형식으로 작용하는 푸시풀회로이다. IPT는 입력 트랜스(input transformer), OPT는 출력 트랜스(output transformer)이다.

즉 이 회로는 파워앰프의 드라이브를 입력 트랜스로 하고, 파워 앰프의 출력을 출력 트랜스에서 꺼내는 형식을 취하고 있다. 트랜스가 든 회로는 저역 주파수의 재생이 나쁜 약점이 있지만, 간단하고 만들기 쉽기 때문에 소형 라디오에 많이 쓰인다.

그림 (d)에 보인 직렬형 푸시풀은 A급의 경우 준콤플리멘터리나 순콤플리멘터리에는 없는 잇점을 가지고 있다. 그러한 것은

(1) Q_1, Q_2 베이스에 동상으로 실려 오는 전원잡음이나 60Hz의 외부잡음은 상쇄되기 때문에 재생되지 않는다.

(2) 공통 이미터 저항 R_E에 흐르는 Q_1, Q_2 출력 교류분도 상쇄되기 때문에 바이패스 콘덴서가 필요 없다.

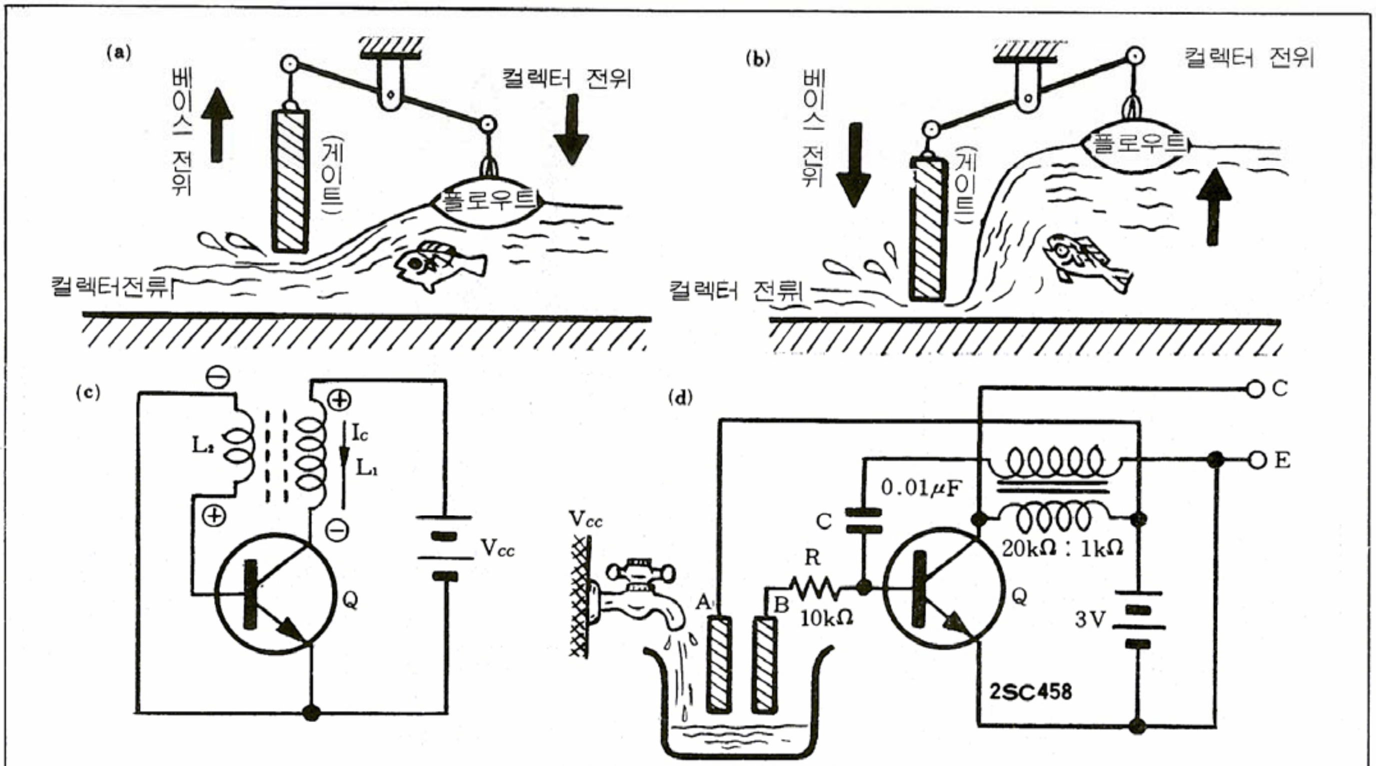
(3) NF를 걸 때, OPT의 2차쪽 코일은 어어드에서 떠 있기 때문에 극성을 임의로 택할 수 있다.

(4) OPT의 1차쪽을 흐르는 직류분은 서로 역방향이기 때문에 OPT의 직류 자화가 없다.

(5) Q_1을 흐르는 컬렉터 전류와 Q_2의 컬렉터 전류는 크기가 같고 극성이 반대이므로, 입력신호 레벨에 관계 없이 전원에 대한 부하변동이 없다.

그러나 부하 임피이던스가 A급 SEPP의 4배가 되는 OPT가 필요하고, NF를 걸었을 때 고역, 저역 양쪽의 발진을 일으키기 쉬운 결점도 있다. 소형 라디오 출력회로로서의 직렬형 푸시풀은 전지전원의 소모를 방지하기 위해서 거의 B급 푸시풀로 되어 있다. 이 경우, 위에 말한 잇점은 (3), (4)를 제외하고 성립되지 않는다.

5·30 응용 범위가 넓은 발진회로 (반결합 발진회로)



〔그림 76〕 발진회로(반결합 발진회로)

부궤환 (음되먹임 : NF)은 출력을 입력쪽으로 돌려 실효입력을 감소시키고 전압 게인을 낮추는 대신, 일그러짐과 잡음을 적게 하고, 주파수 특성을 좋게 하는 작용이 있었다.

정궤환 (양되먹임 : positive feedback, 줄여서 PF)은 NF와는 반대로 출력을 입력에 가산하는 형식으로 돌려 준다. 그 때문에 전압 게인은 어떤 주파수에서 무한대가 되어 발진이 일어난다.

〔그림 76〕에서 플로우트는 상류에 뜨고, 게이트는 강의 흐름을 막고 있는데, 플로우트와 게이트는 레버로 천칭의 접시와 같이 이어져 있다. 이 결합이 PF에 해당한다.

☆ 먼저 그림 (a)에서 플로우트가 내려가기 시작하면 게이트는 반대로 상승하여 강이 잘 흐르게 하기 때문에 강의 상류 쪽 수위는 움푹 패어져 게이트가 자꾸 올라간다. 가령 강의 흐름을 컬렉터 전류, 상류의 수위를 컬렉터 전위, 게이트의 높이를 베이스 전위에 비유한다면, 「컬렉터 전류가 증가한다→컬렉터 전위가 내려간다→베이스 전위가 올라간다→컬렉터 전류가 증가한다」하는 단계를 거쳐 컬렉터 전류는 급속히 증가한다. 그러나 어떤 수준까지 플로우트가 내려가면 그 이상 플로우트는 움직일 수 없으며, 사소한 동기에 의하여 플로우트가 상승하기 시작하면 지금과는 반대가 된다.

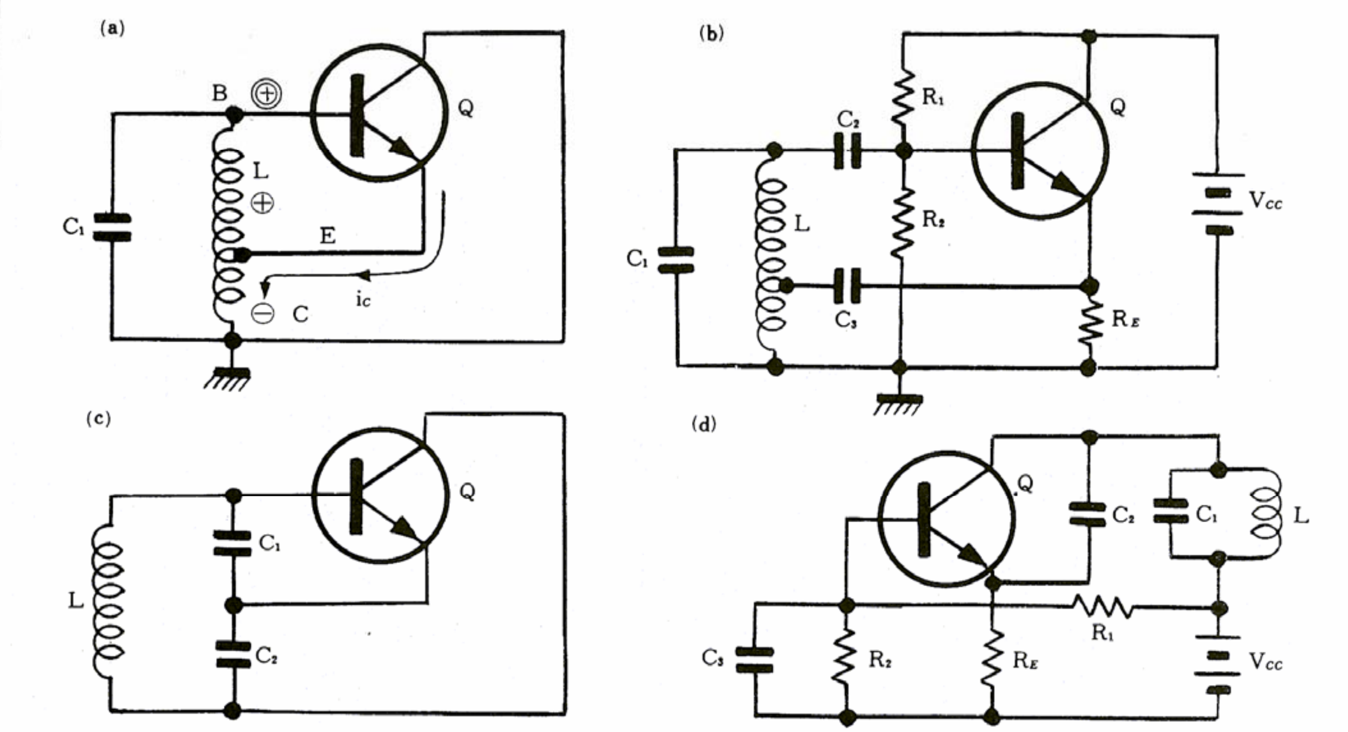
☆ 그림 (b)에서는 플로우트가 상승해 있는데, 그 결과 게이트는 하강한다. 강의 흐름이 막혀서 상류의 수위는 점점 상승하고, 따라서 게이트는 더욱 더 하강하여 흐름을 막는다. 즉 플로우트의 움직임은 레버로 게이트에 양되먹임되고 있는 것이다. 앞에 나온 비유를 인용하면 「컬렉터 전류가 감소한다→컬렉터 전위가 올라간다. →베이스 전위가 내려간다→컬렉터 전류가 감소한다」로 된다.

이와 같이 어떤 하나의 변화가 생기면 그것을 억제하는 것이 아니라 조장하는 것이 양되먹임(PF)이고, 반대로 변화를 방지하는 작용을 하는 것이 음되먹임(NF)이라고 할 수 있다.

〔그림 76〕(c)는 컬렉터쪽의 코일 L_1과 베이스쪽의 코일 L_2를 양되먹임이 걸리도록 접속한 발진회로인데, **반결합 발진회로**라 부른다. 그림에서 트랜지스터 Q의 컬렉터 전류 I_C가 화살표의 방향으로 흐르면 컬렉터 전위는 내려가지만, 이때 유도에 의하여 베이스쪽 코일 L_2에 베이스 전위가 상승하게 하는 전압이 발생하면 그림 (a), (b)와 같은 이유로 발진이 일어난다.

그림 (d)는 저주파 트랜스(20kΩ : 1kΩ 짜리를 사용)를 사용한 반결합 발진회로에 의한 수위경보이다. A, B는 수위 검출의 전극인데, A와 B가 물에 젖으면 A－B간에 전류가 흐르고 트랜지스터 Q에 베이스 전류가 공급되어 발진이 일어난다. 발진 출력을 C, E단자에서 꺼내어 파워 앰프의 입력으로 하면, 발진음을 스피이커에서 꺼내어 소리에 의한 경보를 할 수 있다.

5·31 간단하고 많이 쓰이는 고주파 발진을 위한 하아틀리이와 콜피츠의 발진회로



〔그림 77〕 하아틀리이와 콜피츠의 발진회로

앞페이지에서는 저주파의 반결합 발진회로에 대하여 이야기했는데, 고주파의 발진회로로서는 〔그림 77〕(a), (b)의 하이틀리이 발진회로, (c), (d)의 콜피츠 발진회로가 있다.

그림 (a)는 하아틀리이 발진회로의 원리도인데, 중간탭을 가진 코일(인덕턴스 L)과 이에 병렬로 접속된 콘덴서(용량 C_1)는 동조회로를 형성하고 있다. 가령 코일의 위쪽 끝을 트랜지스터의 베이스 B, 탭을 이미터 E, 아래 끝을 컬렉터 C에 접속하면 하아틀리이 발진회로가 된다.

하아틀리이 발진회로는 코일에 중간 탭을 붙이지 않으면 안되지만, 콘덴서의 용량 C_1을 바꿈으로써 광범위하게 발진 주파수를 바꿀 수 있다. 가령 그림 (a)에서 화살표 방향으로 컬렉터 전류 i_C가 흘렀다고 한다면, 컬렉터 C는 이미터 E에 대하여 부전압이 된다. 이때 코일 L에는 베이스 B를 이미터 E에 대하여 플러스로 하는 전압이 발생하기 때문에 컬렉터 전류는 더욱 증가한다. 컬렉터 전류 i_C의 증가도 트랜지스터의 포화로 멈추지만, 어떤 계기로 i_C가 감소되기 시작하면 이번에는 위와는 반대의 경과를 거쳐 i_C가 점점 감소되어 간다. 이상이 양되먹임의 프로세스인데, 발진주파수 f는 다음 식으로 주어진다.

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_1}} \quad \cdots\cdots (34)$$

그림 (b)는 하아틀리이 발진회로의 실용회로이다. R_1, R_2, R_E는 전류 궤환 바이어스를 위한 저항인데, R_E는 콘덴서에서 바이패스해 놓지 않았다.

왜냐하면 그림 (a)에서 이미터 E는 어어드에서 떠 있기 때문이다. C_2, C_3은 베이스와 이미터가 직류적으로 어어드되는 것을 방지하기 위한 콘덴서이다.

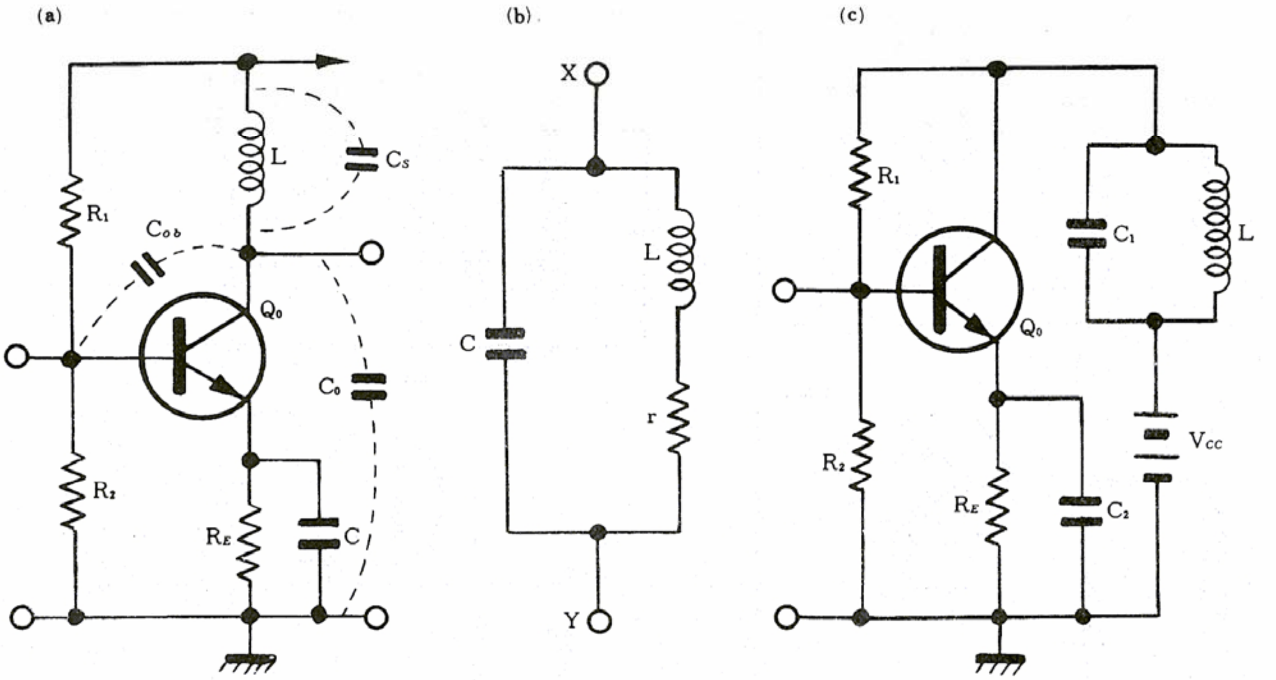
그림 (c)는 콜피츠 발진회로의 원리도이다. 마치 그림 (a)의 콘덴서 C_1을 코일 L로, 코일 L의 중간 탭을 중심으로 한 상하의 부분을 콘덴서 C_1, C_2로 바꾸어 놓은 형태로 되어 있다. 이 때문에 코일의 중간 탭이 필요 없고, 만들기 쉬운 잇점이 있다. 자세한 계산은 생략하겠는데, 발진주파수 f는 다음과 같이 된다.

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{\dfrac{L \cdot C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}}} \quad \cdots\cdots (35)$$

그림 (d)는 콜피츠 발진회로의 실용회로인데, 그림 (c)를 약간 변경시킨 것이다. 발진주파수는 L과 C_1, C_2로 정해진다. 그리고 이들 고주파발진회로를 만들 때 주의하지 않으면 안되는 것은, 트랜지스터의 **트랜지션 주파수** f_T보다도 발진주파수를 낮게 택하지 않으면 안되는 것이다. f_T는 트랜지스터의 소신호 전류증폭률 h_{fe}가 1이 되는 주파수이다.

하아틀리이 발진회로는 슈우퍼 헤테로다인 수신기, 콜피츠의 발진회로는 와이어리스 마이크 등에 이용된다.

5·32 고급 수신기에 사용되는 고주파 증폭회로



〔그림 78〕 고주파 증폭회로

저주파 증폭회로에 대해서는 5·10에서 5·24에 걸쳐 자세히 서술해 왔는데, 이제 고주파 증폭회로를 다루기로 한다.

〔그림 78〕(a)는 간단한 고주파 증폭회로의 예이다. 트랜지스터 Q_0의 컬렉터 부하는 코일 (인덕턴스 L)로 되어 있다.

코일의 리액턴스 Z_L은 5·5의 (6)식에 의하여 신호 주파수를 f라 하면 $Z_L=2\pi fL$로 줄 수 있다. $2\pi f$를 ω라고 놓으면 ω는 각 주파수로서 $Z_L=\omega L$이라고 쓸 수 있고, 따라서 그림 (a) 회로의 전압 게인 G_v는

$$G_v=\frac{-h_{fe}\cdot\omega L}{h_{ie}} \cdots\cdots (36)$$

로 주어진다. (h_{ie}, h_{fe}는 트랜지스터의 입력저항과 소신호 전류증폭률)

(36)식에서 전압 게인은 ω, 즉 주파수 f에 비례하는데, 얼핏 보아 주파수가 높으면 높을수록 전압 게인이 증가할 것 같이 생각되지만 실제로는 그렇지 않다. 그 이유는 다음과 같다.

(1) 그림 (a)에 점선으로 표시한 코일의 분포용량 C_s, 컬렉터·베이스간 용량 C_{ob}, 출력용량 C_o가 있다.

(2) 트랜지스터의 소신호 전류증폭률 h_{fe}는 주파수가 높은 신호가 되면 될 수 있는대로 낮아지고, 트랜지션 주파수 f_T에서는 $h_{fe}=1$로 내려간다.

〔그림 78〕(b)는 병렬동조회로인데 이것을 그림 (c)와 같이 Q_0의 컬렉터 부하로 하는 고주파 증폭회로가 있다. 병렬동조회로는 그림 (b)와 같이 코일의 저항 r이 있기 때문에 완전히 C와 L만으로는 되지 않는다.

이론적으로 C와 L만의 병렬동조회로를 그림 (b)의 X−Y에서 본 임피이던스는, 주파수가 $1/2\pi\sqrt{LC}$ 때에 무한대가 되지만 저항 r이 있으면 그렇게 되지 않는다. 코일의 리액턴스 ωL과 저항 r의 비를 코일의 Q라 부르고

$$Q=\frac{\omega L}{r} \cdots\cdots (37)$$

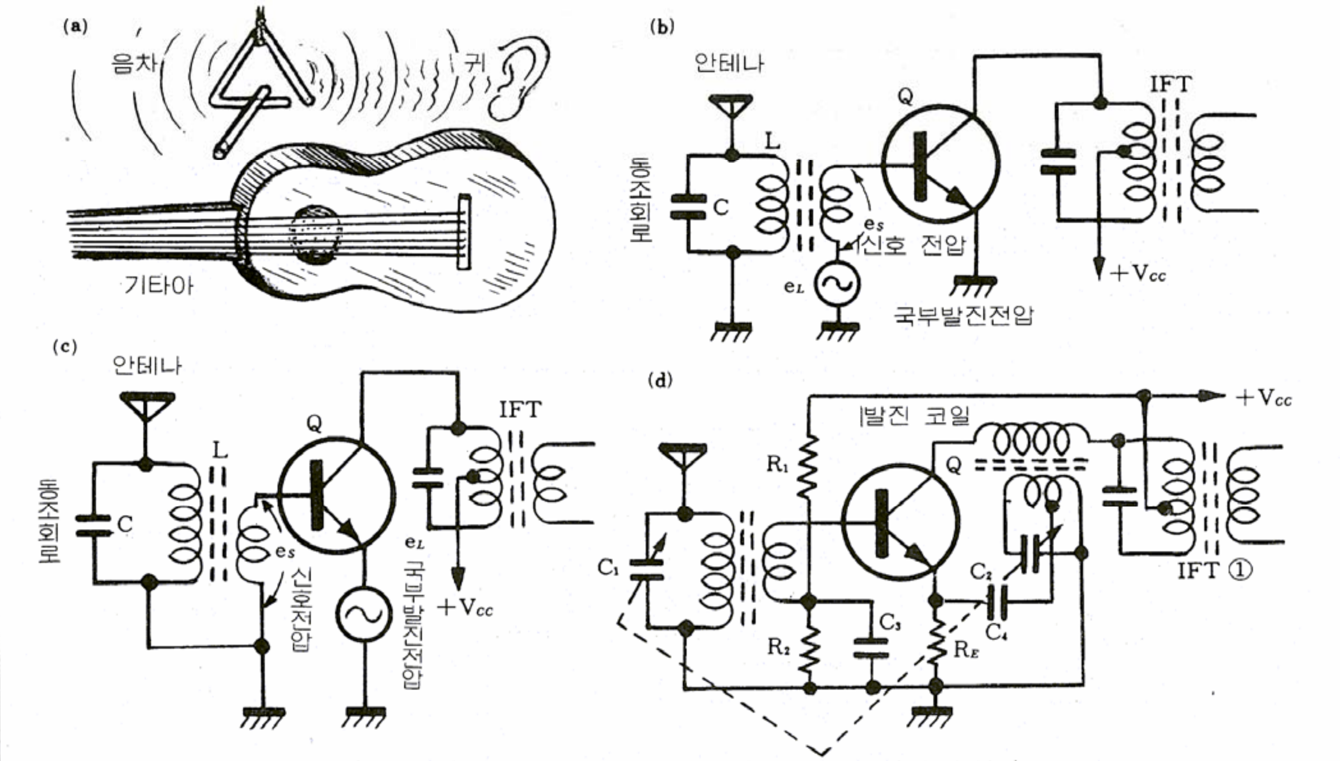
로 나타낸다. r이 작으면 작을수록 Q는 높아지지만, 코일 선의 지름이 굵다고 반드시 Q가 높아지는 것은 아니다. 왜냐 하면 고주파 전류는 도체의 표면을 흐르기 때문이다. 이것을 표피작용이라 한다. 표피작용을 방지하기 위해서 고주파 코일에서는 가는 피복선을 몇개 묶은 리츠선이라는 것을 사용한다. (37)식의 r은 테스터로 측정한 직류저항과는 다른 것이다.

r이 있을 때의 병렬동조회로의 임피이던스 Z_p는 주파수 f가 $1/2\pi\sqrt{LC}$, 즉 $\omega=1/\sqrt{LC}$일 때,

$$Z_p=\frac{(L\omega)^2}{r}=QL\omega \cdots\cdots (38)$$

로 표시할 수 있다. (38)식에서 Z_p는 Q가 높을수록, 또 주파수가 높을수록 커진다는 것을 알 수 있다.

5 5·33 혼신이 없는 수신을 할 수 있는 주파수 변환회로와 슈우퍼 헤테로다인 수신기



〔그림 79〕 주파수 변환회로와 슈우퍼 헤테로다인 수신기

기타아를 치는 사람은 기아타 현의 음정을 맞추는데 음차를 사용한다. 기타아의 줄을 튀기면서 함께 음차의 소리를 내면 양쪽 주파수의 차가 비이트로 되어 소리가 들린다.

즉, 현의 주파수를 f_1, 음차의 주파수를 f_2라 하면 비이트 주파수 f는

$$f = f_1 - f_2 \text{ 또는 } f = f_2 - f_1$$

로 표시된다.

슈우퍼 헤테로다인 수신기는 고주파 전압끼리의 비이트를 이용한 것으로서 그림 (b), 그림 (c)는 비이트를 발생시키는 회로로서 **주파수 변환회로**라 한다.

슈우퍼 헤테로다인 수신은 방송국으로부터의 전파 수신에 의한 신호전압과 수신기가 가지고 있는 발진회로의 발진전압을 믹스하여 비이트 주파수의 전압을 만들어 내는 것이 장점이다. 수신기가 가지고 있는 발진 주파수는 **국부발진회로**(local oscillator)라고 부른다.

그림 (b)는 신호전압 e_S(수신 방송파)와 국부발진전압 e_L을 트랜지스터 Q의 베이스로 믹스하기 때문에 **베이스 인젝션 방식**이라 한다. 이 경우 단지 믹스하는 것뿐 아니라 비이트 주파수는 항상 일정하게 되도록 콘트롤한다.

비이트 주파수를 **중간주파수**(intermediate frequency, 줄여서 IF)라 하는데 중파 라디오에서는 455kHz로 택하고 있다. 이를테면 KBS제 2 방송의 639kHz를 수신할 때, 국부발진 주파수는639+455=1094kHz이며, 라디오 서울 792kHz에 대해서는 792+455=1247kHz가 국부발진 주파수가 된다. 따라서 중간 주파수는 항상 일정한 455kHz로 유지된다.

중간주파 전압을 증폭하기 위한 트랜스는 중간주파 트랜스(intermediate frequency transformer, 줄여서 IFT)라 불린다. 그림 (b), (c), (d)의 IFT에 주의하기 바란다.

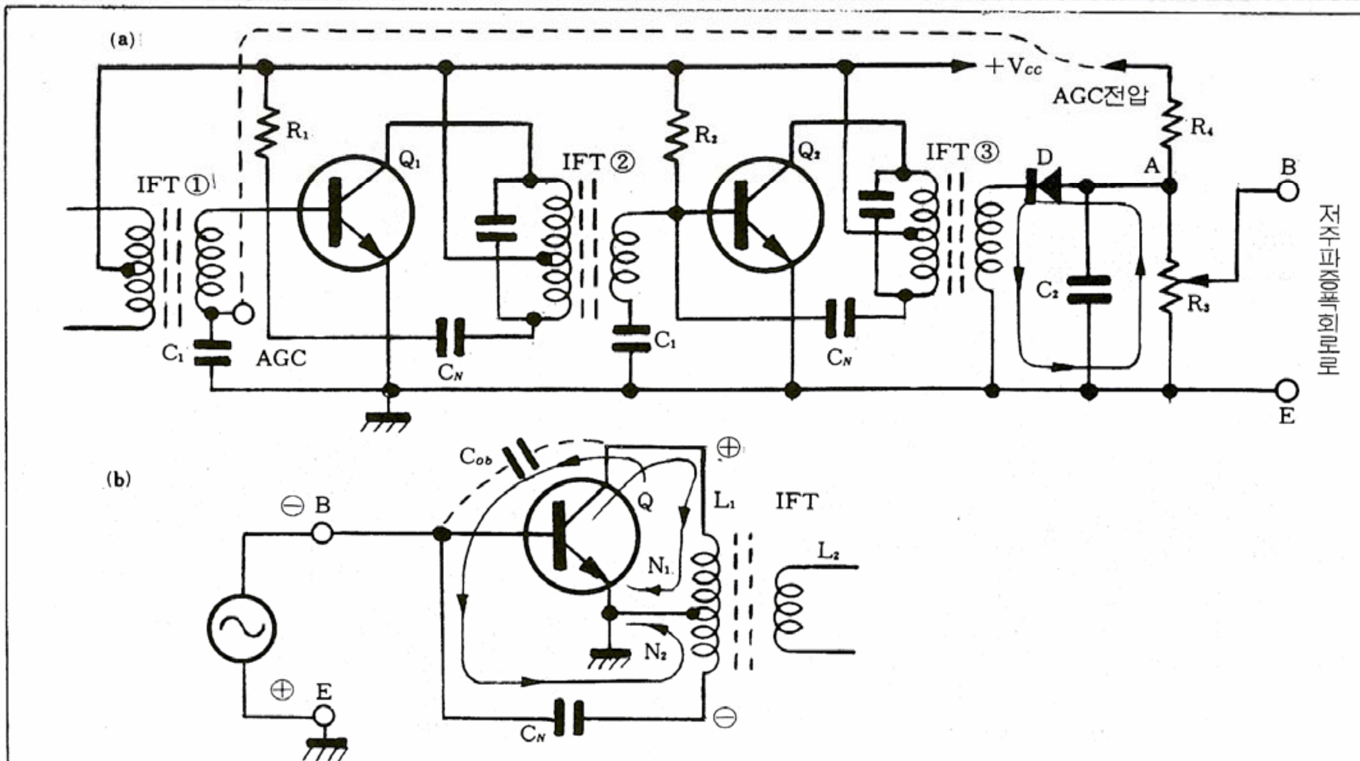
슈우퍼 헤테로다인 수신기는 주파수가 다른 여러가지 방송국의 전파를 수신하지만, 국부발진 주파수와의 비이트·즉 주파수의 차이를 만들어 방송 주파수에 관계 없는 일정한 중간주파 전압으로 바꾸어 버리기 때문에 증폭이 매우 용이하다. 또 혼신을 방지하는 점에서도 유리하다.

그림 (c)는 신호전압을 베이스에, 국부발진전압을 이미터에 넣어 믹스하는 이미터·인젝션 방식을 나타낸다. 그림 (b)와 같이 중간주파전압은 IFT 1차쪽에 나타난다.

트랜지스터 Q는 위와 같이 2가지 주파수의 전압을 혼합하여 중간주파수의 전압으로 변환하기 때문에 주파수변환의 작동을 하는 것이다.

그림 (d)는 이미터 인젝션 방식의 실용회로이다. Q의 컬렉터 부하로서는 발진 코일과 IFT ①의 두가지가 있다.

5 5·34 트랜지스터 슈우퍼 헤테로다인 수신기의 심장부 중간주파 증폭과 AGC회로



〔그림 80〕 중간주파 증폭과 AGC회로

앞페이지의 〔그림 79〕(d)에서 얻어진 중간주파 전압은 IFT①을 통하여 중간주파 증폭회로에 들어간다. 〔그림 80〕(a)는 전형적인 중간주파 증폭단의 실용회로를 나타낸다.

Q_1, Q_2는 증폭용의 트랜지스터로서, IFT②, IFT③을 부하로서 증폭한다. 그림 (a)를 보면 〔그림 78〕 (c), 5·32에서 설명한 동조회로를 부하로 하는 고주파 증폭회로와 비슷하다는 것을 알 수 있다.

그림 (a)의 콘덴서 C_1은 교류적으로 IFT 2차 코일의 밑쪽을 어어드하기 위한 것이다. 저항 R_1, R_2는 바이어스용이다. 회로를 보기 쉽게 하기 위해서 고정 바이어스로 하고 있지만 실제는 전류 궤환형 바이어스가 많이 사용된다. 따라서 이미터·어어드간에는 바이패스 콘덴서가 있는 이미터 저항이 있지만 생략하고 직접 어어드한 형식으로 되어 있다.

그림 (a)에서 염려되는 것은 Q_1, Q_2 베이스와 IFT 1차 코일 밑끝의 사이에 들어 있는 콘덴서 C_N이다. C_N은 **중화 콘덴서**라 불리고, 트랜지스터 중간주파 증폭회로에서는 중요한 역할을 한다.

5·24의 캐스코우드 앰프 부분에서 설명했지만, 트랜지스터에는 컬렉터·베이스간 용량 C_{ob}가 있는데, C_{ob}에 의한 미러효과에 의하여 베이스와 컬렉터 사이 **피이드백** 전류가 흐른다.

고주파의 경우, 이 피이드백은 주파수에 따라서 PF가 되어 발진하는 등 불안정하게 되고, 조정도 하기 어려우므로 중화 콘덴서에 의하여 미러효과를 제거하는 것이다. 그림 (b)를 보자. 가령 IFT 1차 코일의 바로 중점에 탭이 있다고 하면 $C_{ob}=C_N$이라 할 경우, C_{ob}를 통하여 되돌아온 궤환 전류는 그대로 중화 콘덴서 C_N을 통하여 IFT 1차 코일로 돌아오기 때문에 미러 효과를 방지할 수 있다.

탭에서 상반분의 감은수를 N_1, 하반분의 감은수를 N_2라 하면

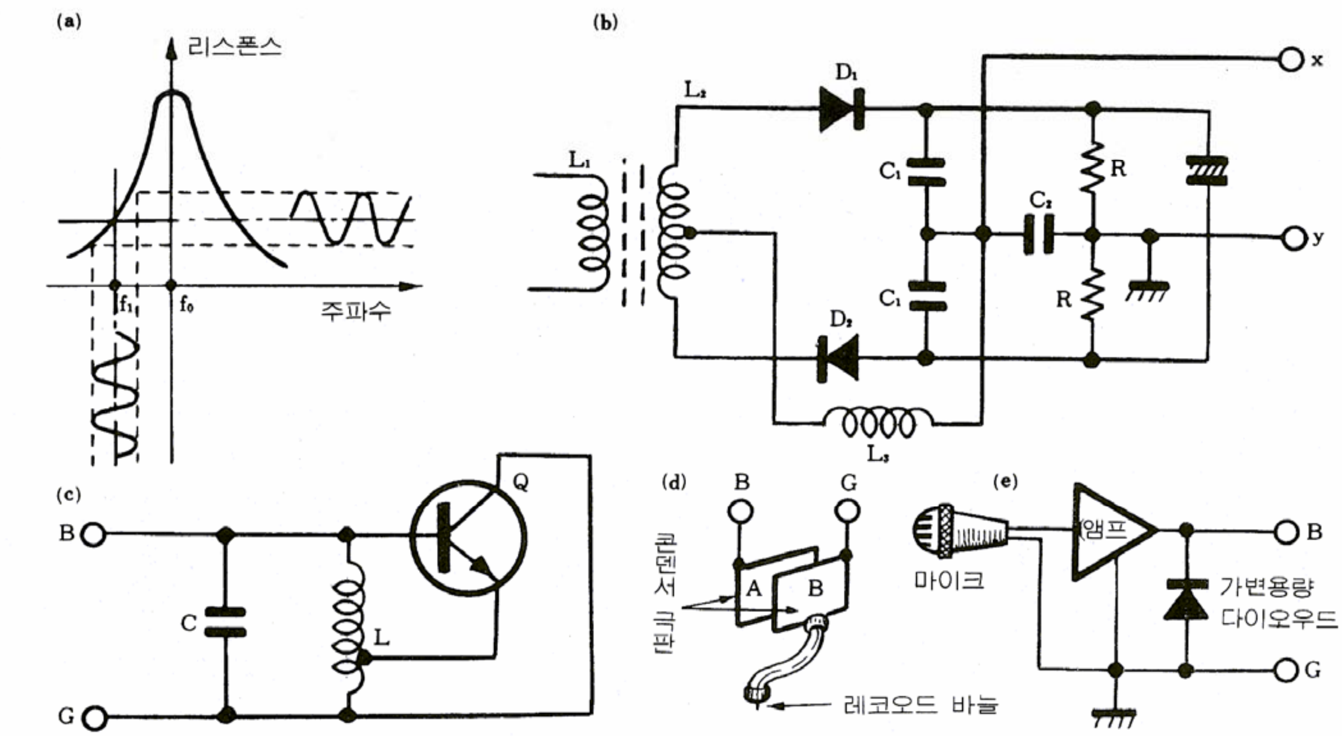
$$C_{ob}\cdot N_1=C_N\cdot N_2 \quad \cdots\cdots (39)$$

가 중화의 조건이다. (39)식은 C_{ob}를 통하여 입력쪽에 되먹임되는 전류와, C_N을 통하여 출력쪽으로 돌아오는 전류가 같다는 것을 의미한다.

IFT③의 출력은 다이오우드 D에 의하여 검파되고, 저주파 출력전압을 B－E 단자간에 일으킨다. 이 전압을 저주파증폭하고, 또 전력증폭하여 스피이커에서 음이 나오는 것이다.

저항 R_3의 양 끝에는 검파정류전류의 직류분에 의한 직류전압을 일으키고, 그 극성은 A가 E에 대하여 마이너스가 된다. 전계 강도가 강할수록 이 전압은 높아지기 때문에 AGC (automatic gain coutrol) 전압(자동이득조정전압)으로서, 앞단의 AGC단자 (Q_1 베이스)에 직류 궤환 하여 Q_1의 게인을 낮게 억제하고, 반대로 전계강도가 약하면 Q_1의 게인을 높게 한다.

5·35 간단한 FM 실험용의 FM 검파회로



〔그림 81〕 FM 검파회로

주파수 변조(FM)에 대해서는 5·7과 〔그림 53〕에서 설명했지만, FM 방송과 같은 주파수 변조한 방송파의 수신기는 반드시 FM검파회로를 가지고 있다. FM 검파회로의 동작은 AM 검파회로에 비하면 훨씬 복잡하지만, 가장 간단한 것은 〔그림 81〕 (a)에 나타낸 슬로우프 검파회로이다.

앞페이지에 등장한 중간주파 트랜스 IFT는 1차 코일·인덕턴스와, 이에 병렬로 접속된 콘덴서 용량으로 결정되는 동조주파수 f_0를 가지고 있다. IFT의 게인은 f_0에서 가장 높고, f_0보다 주파수가 높아지거나 낮아져도 게인은 저하한다.

그림 (a)는 IFT의 주파수·리스폰스 특성곡선(동조곡선)이다. 그림과 같이 단봉형 특성곡선에서 상승(또는 하강)하는 경사(슬로우프) 부분의 주파수 f_1의 주위에 입력 주파수가 변화하면 IFT의 출력은 증폭변조 되는데, 이것을 AM 검파회로를 통하여 저주파증폭하면 훌륭하게 음성출력을 얻을 수 있다.

그러나 슬로우프 검파에는 다음과 같은 결점이 있다.

(1) 그림 (a)에서 동조곡선의 슬로우프(경사)는 직선이 아니라 굽어 있기 때문에 검파출력에 일그러짐을 일으킨다.

(2) FM파가 잡음 등으로 진폭변조되어 있으면 잡음이 출력으로서 나온다.

이상과 같은 이유로 슬로우프 검파는 FM 라디오나 TV에 실용되는 일이 없다.

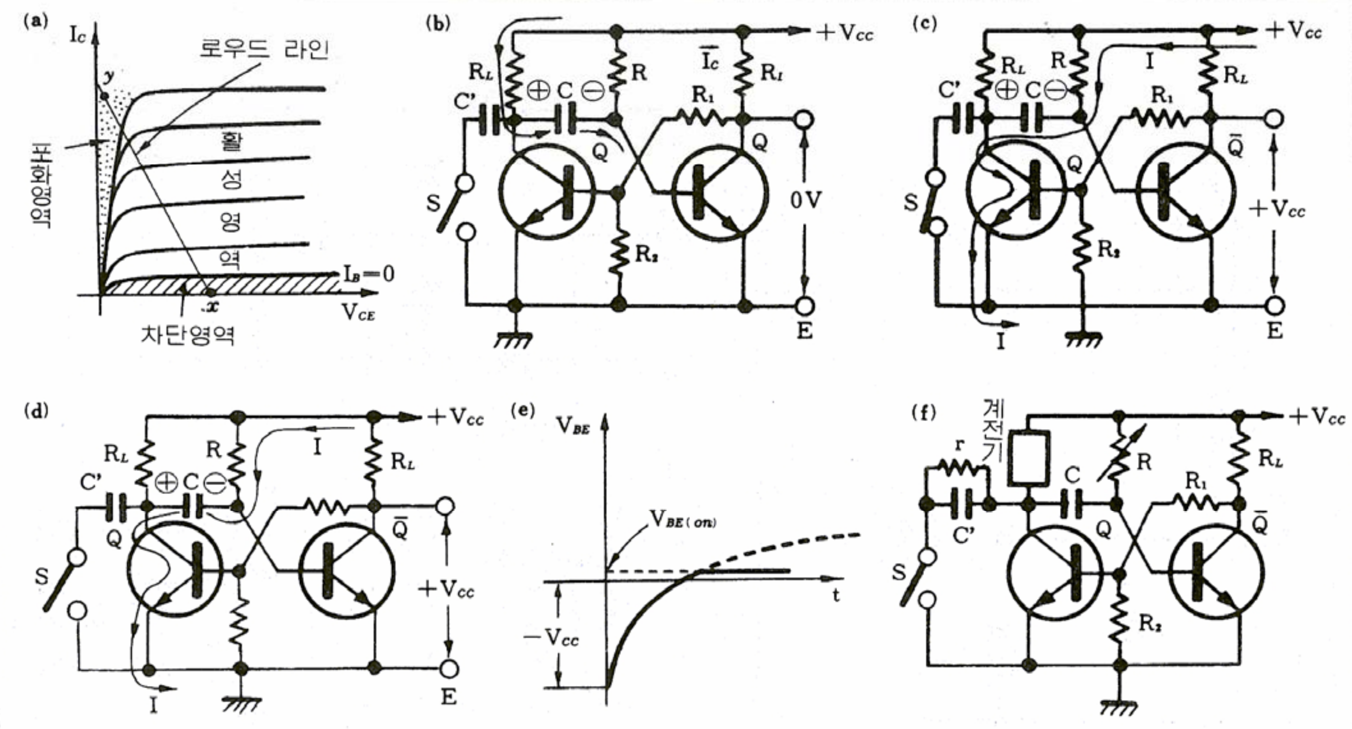
가장 많이 사용되는 FM 검파회로는 그림 (b)의 비검파회로(ratio detector)이다. 이 회로의 동작원리는 좀 어려우므로 생략한다.

여기서 간단한 FM의 실험을 소개하기로 한다. 〔그림 81〕(c)는 5·31, 〔그림 77〕(a), (b)에서 설명한 하아틀리이 발진회로이다. 코일의 인덕턴스를 고정시켜 놓고 콘덴서의 용량 C를 바꾸면 발진주파수가 변하여 FM 전압을 얻을 수 있다. 그러나 C를 바꾸지 않거나, C에 병렬로 들어오는 용량을 변화시켜도 된다.

그림 (d)는 아마튜어라도 자작할 수 있는 콘덴서 픽업이다. 그림과 같이 콘덴서의 전극이 되는 금속판 A, B의 B에 레코오드 바늘을 고정하고, 극판을 픽업의 아암에 붙이고, A, B 두 극판의 B, G단자를 그림 (c)의 B, G에 접속한다. A-B 간의 콘덴서 용량은 레코오드 바늘의 진동에 의하여 진동적으로 변화하기 때문에 발진전압이 주파수 변조되어 FM 검파증폭하면 레코오드 음악을 재생할 수 있다. 소형 슈우퍼 헤테로다인 라디오를 일부 개조하면 쉽게 실험을 할 수 있다.

그림 (e)와 같이 마이크로폰의 출력을 전압증폭하고, 앰프의 출력을 가변용량 다이오우드(2·5, 〔그림 15〕를 참조)에 가하면 위와 같은 원리로 발진 주파수가 변조된다. 이 방식은 와이어리스 마이크에 많이 사용된다.

5·36 전자식 타이머, 지연회로에 최적! 단안정 멀티바이브레이터



〔그림 82〕 단안정 멀티바이브레이터

지금까지 다루어 온 회로는 연속적인 동작을 하는 애널로그 회로(analog circuit)였다. 애널로그에 대하여 디지틀(digital), 즉 불연속적인 동작을 하는 회로가 있다. **멀티바이브레이터**(multivibrator)회로는 기본적으로 3종류가 있는데, 모두 디지틀 동작을 한다. 〔그림 82〕(a)는 트랜지스터의 $V_{CE}-I_C$ 커어브이며, $I_B=0$와 V_{CE}축으로 둘러싸인 포위 부분은 트랜지스터의 컬렉터 전류가 거의 흐르지 않기 때문에 차단 영역이라 불린다.

이에 대해서 $V_{CE}-I_{CE}$ 특성곡선과 수직의 I_C축으로 둘러싸인 영역은 포화영역이라 불린다. 차단, 포화의 두 영역 이외의 부분은 활성 영역이라 한다. A급 앰프는 활성 영역의 중앙에 동작점을 택하고 있는 것이다.

멀티바이브레이터의 여러 회로는 디지틀회로이므로 트랜지스터의 동작점은 포화, 또는 차단 영역에있고 활성영역은 포화~차단, 차단~포화로 옮아갈 때 통과하는 것뿐이다. 그림(a)에 그은 로우드 라인 $\overline{xy}$는 동작점이 이동하는 궤적으로 생각된다.

☆ 이상을 이해하게 되었으면 그림 (b)를 보자. 그림은 안정상태에 있어서의 단안정 멀티바이브레이터이며, 트랜지스터 Q는 차단(OFF), $\overline{Q}$는 포화(ON)되어 있다. 그 때문에 콘덴서 C는 그림에 보인 극성으로서 거의 $+V_{CC}$에 충전되어 있다. $\overline{Q}$의 컬렉터 전류 $\overline{I_C}$는 $\overline{Q}$가 포화되어 있기 때문에 다음 식으로 주어진다.

$$\overline{I_C}=V_{CC}/R_L \quad \cdots\cdots (40)$$

☆ 여기서 그림 (c)와 같이 스위치 S를 ON 하면 콘덴서 C′를 통하여 트랜지스터 Q의 컬렉터는 순간적으로 어어드되기 때문에 $\overline{Q}$베이스에는 콘덴서 C의 전압 V_{CC}가 역바이어스로 걸리며, $\overline{Q}$는 순식간에 포화(ON)에서 차단(OFF)으로 이전하고, $\overline{Q}$ 컬렉터 전압은 $+V_{CC}$로 상승한다. 따라서 Q는 저항 R_1, R_L을 통하여 포화하기에 충분한 베이스 전류를 받아 포화된다. 이것이 반전상태이다. 단안정 멀티바이브레이터를 안정상태에서 반전상태로 옮기는 것을 **트리거**(trigger)라 한다. 트리거란 권총 등의 방아쇠를 당긴다는 의미이다.

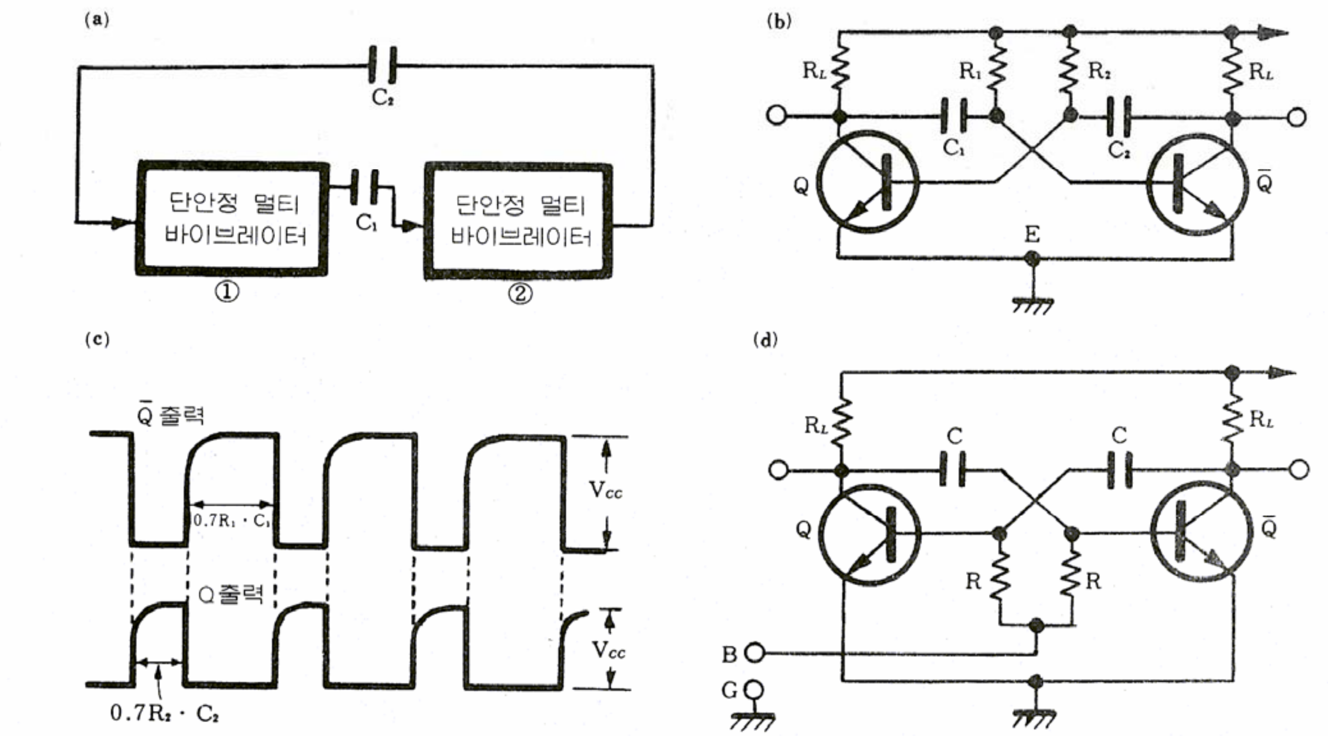
☆ 반전상태는 오래 계속되지는 않는다. 왜냐하면 콘덴서 C에 축적되어 있던 전하는 그림 (d)와 같이 Q(포화하고 있다)~어어드~전원~저항 R의 루우트를 거쳐 방전되고, 결과적으로 $\overline{Q}$베이스·이미터간 전압 V_{BE}는 그림 (e)와 같이 시간과 함께 상승하여 $V_{BE(on)}$에 달하면 $\overline{Q}$는 다시 포화(ON) 하고, Q는 차단되기 때문이다.

이것으로 초기상태로 돌아온 셈인데, 반전 시간 T는

$$T \fallingdotseq 0.7RC \quad \cdots\cdots (41)$$

로 주어진다. 〔그림 82〕의 R 또는 C를 변화시키면 T를 임의의 값으로 조절할 수 있다. 그림 (f)는 단안정 멀티바이브레이터를 사용한 타이머로서 반전시간 동안만 계전기가 통전한다.

5 5·37 간단히 만들 수 있고, 응용범위가 넓은 발진회로 비안정 멀티바이브레이터



〔그림 83〕 비안정 멀티바이브레이터

비안정 멀티바이브레이터(astable multivibrator)는 일종의 발진회로인데, 그 원리를 〔그림 83〕(a)에 보였다. 먼저 단안정 멀티바이브레이터①을 트리거하면 일정한 반전시간 후에 복귀하는데, 복귀할 때의 $\overline{Q}$출력(앞페이지의 〔그림 82〕 참조)을 또 다른 단안정 멀티바이브레이터②의 트리거 입력으로 한다.

또 단안정 멀티바이브레이터②의 출력으로 단안정 멀티바이브레이터①을 트리거하면, 위와 같은 동작이 연속적으로 이어져 발진상태가 된다. 이것이 비안정 멀티바이브레이터의 동작원리이다. 실제의 비안정 멀티바이브레이터는 단안정 멀티바이브레이터를 2조 접속하는 것이 아니라 그림 (b)와 같이 회로를 구성한다. 그림에서 C_1R_1, C_2R_2가 단안정 멀티바이브레이터의 C, R에 해당하고, 비안정 멀티바이브레이터의 발진주기 T는 다음 식으로 주어진다.

$$T=0.7(R_1C_1+R_2C_2) \quad \cdots\cdots (42)$$

그림 (c)는 비안정 멀티바이브레이터의 출력파형으로서 상승하는 각도가 약간 둔화된 방형파이다.

Q, $\overline{Q}$의 컬렉터 전류는 차단 때에는 μA급의 누설전류이고, 포화 때는 근사적으로

$$I_C \fallingdotseq V_{CC}/R_L \quad \cdots\cdots (43)$$

이 된다. 엄밀하게는, 포화 때 트랜지스터의 컬렉터·이미터간 전압은 0이 아니라 포화전압 $V_{CE(sat)}$로 해야 하고, I_C는

$$I_C=\frac{V_{CC}-V_{CE(sat)}}{R_L} \quad \cdots\cdots (44)$$

로 표시된다. $V_{CE(sat)}$는 트랜지스터에 따라 다르지만 0.1V부터 최고 1V 이하가 보통이다. 스위칭 트랜지스터로서 시판되고 있는 것은 특히 $V_{CE(sat)}$가 낮게 되어 있다.

저항 R_1, R_2는 트랜지스터의 베이스· 바이어스 전류를 공급하는 동시에 콘덴서 C_1, C_2의 방전로 같은 역할을 한다. 포화시에 최소한 필요한 베이스 전류 $I_{B(on)}$은 (44)식의 I_C를 직류전류 증폭률의 최소값 $h_{FE(min)}$으로 나눈 값이다.

$$I_{B(on)} \geqq \frac{I_C}{h_{FE(min)}}=\frac{V_{CC}-V_{CE(sat)}}{h_{FE(min)} \cdot R_L}$$

한편, $I_{B(on)}$은 포화 트랜지스터의 베이스·이미터간 전압을 $V_{BE(on)}$으로 하면

$$I_{B(on)}=\frac{V_{CC}-V_{BE(on)}}{R_1} \text{ 또는 } I_{B(on)}=\frac{V_{CC}-V_{BE(on)}}{R_2}$$

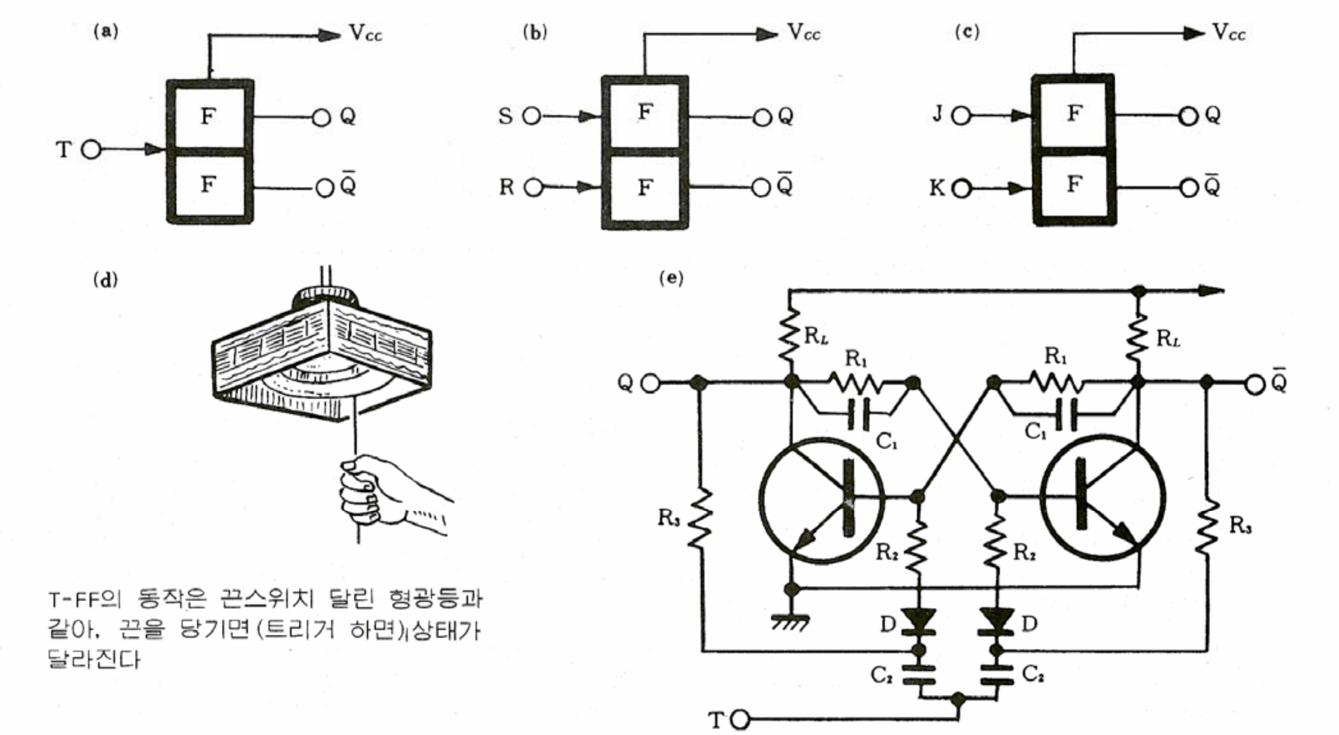
으로 주어지기 때문에

$$\frac{V_{CC}-V_{BE(on)}}{R_1} \geqq \frac{V_{CC}-V_{CE(sat)}}{h_{FE(min)} \cdot R_L} \text{ 또는}$$

$$\frac{V_{CC}-V_{BE(on)}}{R_2} \geqq \frac{V_{CC}-V_{CE(sat)}}{h_{FE(min)} \cdot R_L} \quad \cdots\cdots (45)$$

가 필요조건이다. 그림 (d)와 같이 비안정 멀티바이브레이터의 B-G간 입력으로서 애널로그 전압을 가하면, 전압의 크기에 따라 발진주파수가 달라진다.

5·38 전자계산기에 사용되는 각종 플립 플롭 (쌍안정형 멀티바이브레이터)



〔그림 84〕 각종 플립 플롭

플립 플롭(flip-flop)은 전자계산기나 디지틀 기기에 꼭 필요한 회로이다. 플립 플롭은 쌍안정형 멀티바이브레이터의 별명이다.

그림 (a)는 T플립 플롭이라 불리는 회로인데, 그 동작은 (d)의 형광등과 비슷하다. 플립 플롭(줄여서 FF)에는 2가지 상태가 있는데, 각각

(1) FF의 Q출력이 V_{CC}일 때 $\bar{Q}$출력은 0V (어어드 전위)

(2) Q출력이 0V일 때 $\bar{Q}$출력은 V_{CC}

가 된다. 가령 (1)의 상태를 1, (2)의 상태를 0으로 나타내고, T(trigger) 입력이 있는 것을 1, 없는 것을 0이라 하면 T-FF의 동작은 〔표 4〕와 같다.

〔표 4〕

T 입력	T-FF 의 상태		비 고
0	1	0	……초기상태
1	0	1	
1	1	0	
1	0	1	

T-FF는 T입력이 있을 때마다 상태를 바꾸고 초기상태가 1이면 1→0→1→0……, 초기상태가 0이면 0→1→0→1로 변화한다. 이것은 형광등의 줄 스위치를 당길(T 입력을 줄) 때마다 점등(1에 해당), 소등(0에 해당)을 되풀이하는 것과 같다.

그림 (b)는 RS-FF로서 R은 리세트(reset), S는 세트(set)를 의미한다. RS-FF의 동작을 〔표 5〕에 보였다.

〔표 5〕

입	력	RS-FF의 상태	비 고
S	R		
0	0	앞과 같다	
0	1	0	리세트
1	0	1	세트
1	1	금지	

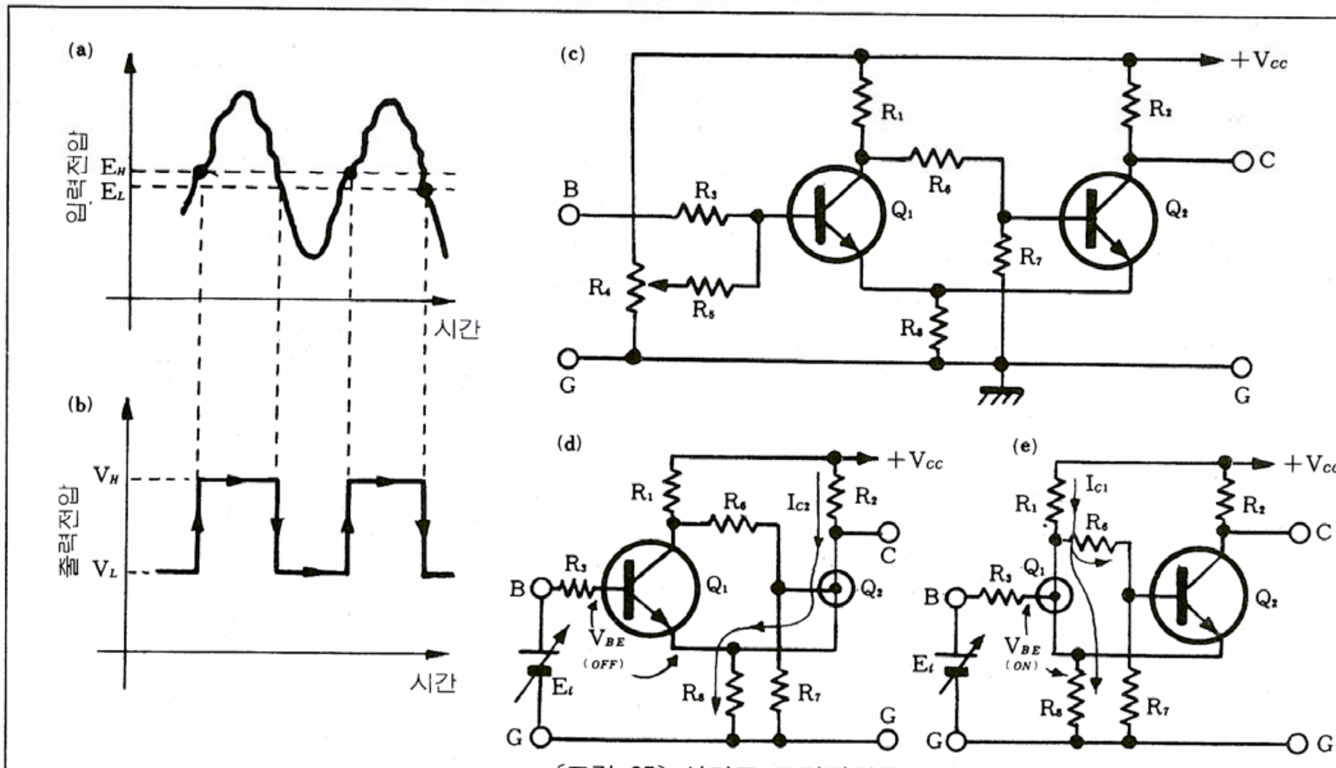
T-FF가 1입력인데 대하여, RS-FF는 2입력으로 되어 있는 점이 다르다. 〔표 5〕의 RS-FF동작으로 R=K, S=J로 바꾸어 놓고, RS-FF에서는 금지되어 있는 S=R=1, 즉 J=K=1의 조건에서 FF가 T-FF와 같은 작용을 하는 것이 그림 (c)의 JK-FF이다.

그림 (e)는 트랜지스터로 짠 T-FF의 회로이다. R_L은 부하저항이고, R_1, R_2는 베이스·바이어스저항, C_1은 동작 속도를 향상시키는 콘덴서, C_2는 트리거 입력 펄스용의 콘덴서, 다이오우드 D와 저항 R_3은 T입력이 부(마이너스) 펄스(플러스에서 0V의 전압으로 하강하는 펄스)일 때 FF가 상태를 바꾸기 위한 것이다.

플립 플롭의 응용은 다음과 같다.

전자식 카운터(계수기), 지연회로 2진 기억회로, 분주회로(이를테면 펄스 10개를 입력으로하여 줄 때마다 펄스 1개를 내는 회로)

5·39 더러운 파형을 깨끗하게 하는 시미트 트리거회로



〔그림 85〕 시미트 트리거회로

시미트 트리거 회로는 더러운 전압파형을 아름다운 방형파로 바꾸는 작용을 한다. 〔그림 85〕(a)는 잡음이 실려 일그러진 정현파지만, 그림에 E_H 라고 쓰인 입력전압 레벨을 넘으면 시미트 트리거의 출력전압은 (b)와 같이 V_H가 되고, 입력전압이 E_L보다 내려가면 출력전압은 (b)의 V_L로 내려간다.

E_H, E_L을 시미트 트리거의 **감응전압**, 또는 **드레시호울드(threshold)전압**이라 한다. E_H, E_L은 거의 같은 전압으로서, 그 차이는 적다.

그림 (c)는 시미트 트리거회로이다. R_1, R_2는 Q_1, Q_2의 컬렉터 부하저항, R_3은 입력저항, R_4, R_5는 드레시호울드 전압을 조절하기 위한 저항이다. R_6, R_7은 Q_1의 출력을 Q_2 베이스에 주는 저항으로서, 결합 콘덴서는 사용하지 않고 직결로 되어 있다.

R_8은 Q_1, Q_2의 이미터 공통저항이다. 입력전압은 B, G단자에 가해지고, 출력전압은 C, G 단자에서 꺼내진다. 시미트 트리거회로는 애널로그의 앰프와 같은 것처럼 보이지만 동작은 완전히 디지틀인 것이다. Q_1, Q_2는 동작점을 활성 영역에 두지 않고 포화, 또는 차단의 어느 한 상태를 취한다.

또 **Q_1이 차단이면 Q_2는 포화, Q_1이 포화하면 Q_2는 차단**하는 동작을 한다. 따라서 시미트 트리거 회로를 알려면 위의 2가지 상태를 잘 알아 둘 필요가 있다.

☆ Q_1차단, Q_2 포화……〔그림 85〕(d)에서는 시미트 트리거의 초단 트랜지스터 Q_1이 차단, Q_2가 포화되어 있기 때문에 Q_1의 컬렉터는 R_1에서 분리하고 Q_2는 동그라미 기호로 나타내었다. Q_1 컬렉터 전류가 없는 대신 Q_2 컬렉터 전류 I_{C2}가 흐르고, I_{C2}는 다음 식으로 주어진다.

$$I_{C2}=\frac{V_{CC}-V_{CE(sat)}}{R_2+R_8} \quad \cdots\cdots (46)$$

$V_{CE(sat)}$는 포화시의 Q_2 컬렉터·이미터간 전압이다. 위의 I_{C2}에 의하여 이미터 저항 R_8에는 $R_8\times I_{C2}$의 전압을 일으키고, Q_1이 차단된 순간의 입력전압을 E_L이라 하면

$$E_L=V_{BE(off)}+R_8\times I_{C2}$$

$$=V_{BE(off)}+\frac{R_8\cdot(V_{CC}-V_{CE(sat)})}{R_2+R_8} \quad \cdots\cdots (47)$$

가 된다. 출력전압 V_L은 다음 식으로 구할 수 있다.

$$V_L=V_{CE(sat)}+R_8\times I_{C2}$$

$$=V_{CE(sat)}+\frac{R_8(V_{CC}-V_{CE(sat)})}{R_2+R_8} \quad \cdots\cdots (48)$$

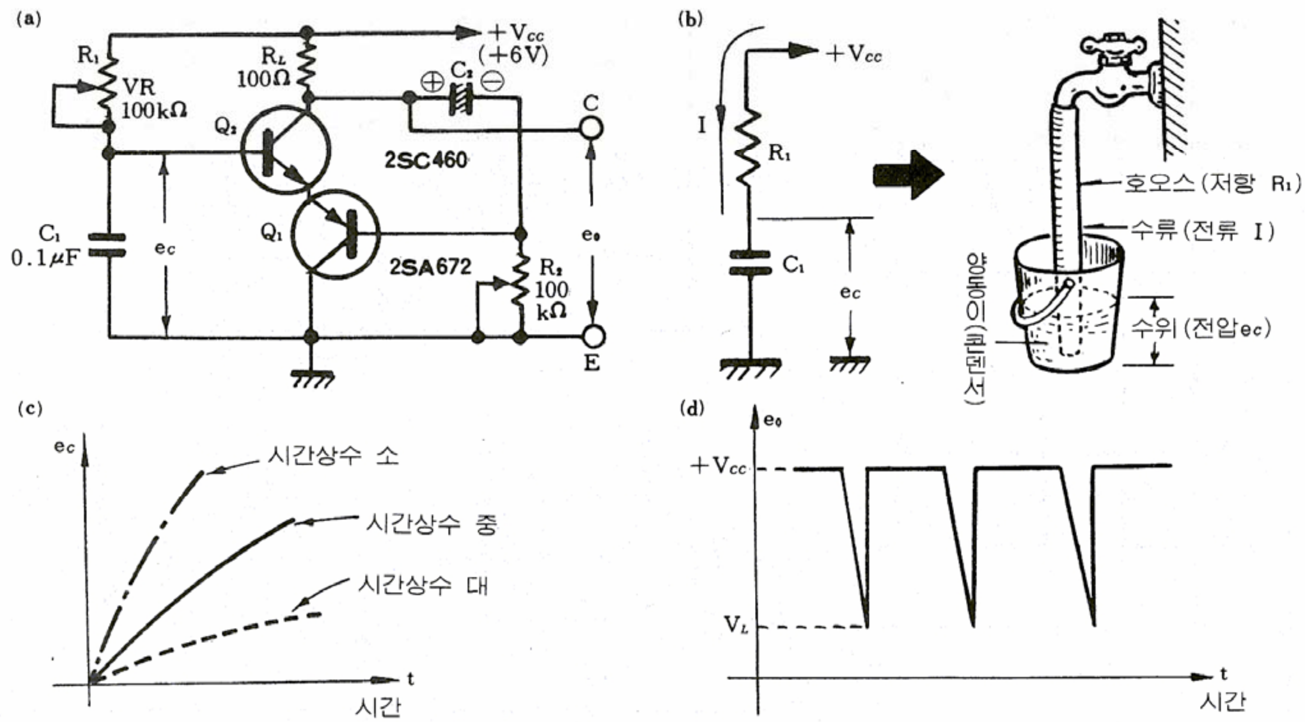
☆ Q_1포화, Q_2 차단……〔그림 85〕(e)에 회로의 상태를 나타냈다. Q_1이 포화된 순간의 입력전압이 E_H, 출력전압이 V_H로서

$$E_H\fallingdotseq V_{BE(on)}+R_8\times I_{C1} \quad \cdots\cdots (49)$$

$$V_H=V_{CC} \quad \cdots\cdots (50)$$

의 관계가 있다. R_1과 R_2는 같은 것이 보통이고, R_6, R_7은 Q_2가 포화, 또는 차단하는 조건에 따라 정해진다.

5·40 전력 소비가 극히 적은 2층 발진회로 트래스코우드 오실레이터



〔그림 86〕 트래스코우드 오실레이터

트래스코우드 오실레이터는 발진회로지만 좀 별다른 형으로서 접속은 〔그림 86〕(a)에 보인 대로이다. 캐스코우드 앰프와 좀 비슷한데, 트랜지스터가 캐스코우드 접속으로 되어 있기 때문에 트래스코우드 오실레이터라고 이름을 붙인 것이다. Q_1, Q_2는 2층 건물 같은 형식으로 연결되어 있지만 자세히 보면 다음과 같은 특징이 있다.

(1) Q_1은 컬렉터 접지

(2) Q_2는 교류적으로 베이스 접지

(3) Q_1 이미터와 Q_2 이미터는 공통

그림 (a)의 저항 R_1과 콘덴서 C_1은 발진의 주파수를 정하는 중요한 부품이다. C_2, R_2는 Q_2의 출력을 Q_1에 정궤환(PF)하기 위한 것이다. 그러나 C_2, R_2를 바꾸어도 발진주파수는 변화한다.

트래스코우드 오실레이터의 동작원리를 알기 위해서는 그림 (b)의 R_1, C_1의 직렬접속회로를 충분히 이해할 필요가 있다. 우선 처음에 콘덴서 C의 전하는 전혀 없는 것으로 보고 그림 (b)와 같이 $+V_{cc}$의 전압을 R_1 위쪽 끝과 어어드 사이에 걸면, 전류 I가 콘덴서 C_1로 흘러 들어가 전하가 축적되기 시작한다. 콘덴서 C_1의 전하의 양이 Q가 되면 C_1 양 끝에 생기는 전압 e_c는 다음 식으로 주어진다.

$$e_c = \frac{Q}{C_1} \quad \cdots\cdots (51)$$

e_c는 Q가 증가함에 따라 높아져 $+V_{cc}$에 달하면 전류 I는 0이 된다. 이상의 회로 동작은 그림 (b)의 수도에서 양동이에 물을 채우는 것과 같다. 호오스는 저항 R_1에 해당하는데, 호오스가 가늘수록 저항은 크고, 양동이에 물을 채우는데 시간이 걸린다. 양동이 안의 수위는 콘덴서 C_1의 전압 e_c에 대응하고, 콘덴서 용량은 양동이의 단면적이라고 생각할 수 있다.

양동이의 수위(전압 e_c)를 일정한 레벨까지 올리는데 필요한 시간은

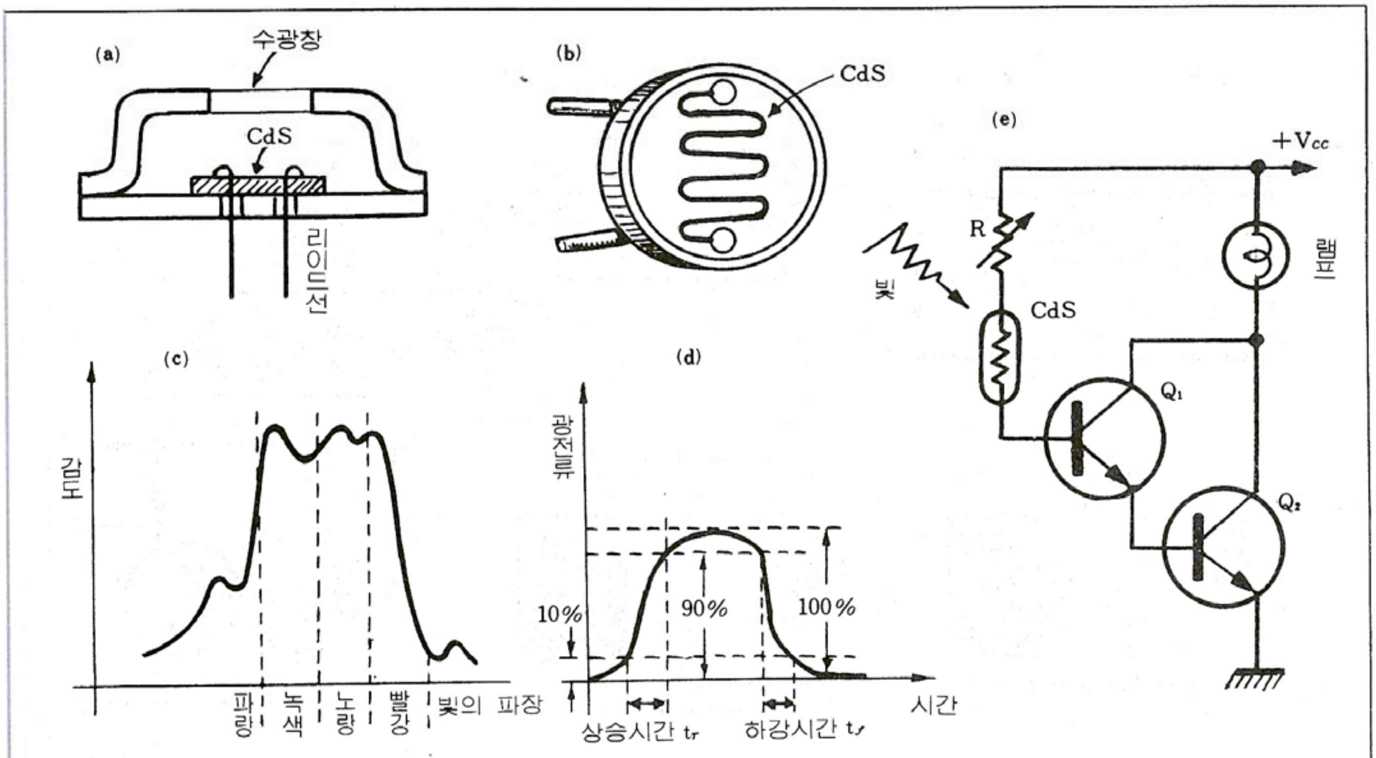
(1) 호오스의 저항(R_1)이 높을수록

(2) 양동이의 단면적(콘덴서 용량 C_1)이 클수록 길어진다.

그래서 $R_1 \times C_1$을 시간상수라고 하면, 시간상수가 클수록 e_c를 일정한 레벨로 올리는데 시간이 많이 드는 것이다. 그림 (c)에 이 관계를 나타냈다.

가령 그림 (a)에서 Q_1, Q_2가 차단되어 있다고 보고 e_c가 증가해 가면 어떤 레벨에서 트랜지스터 Q_2는 포화하고, PF에 의하여 Q_1도 포화하여 R_L에는 큰 전류가 흐른다. 그 때문에 Q_2 컬렉터 C의 출력전압은 그림 (d)와 같이 V_L까지 내려가지만, C_1의 전하는 포화된 Q_2, Q_1의 낮은 컬렉터·이미터간 저항을 통하여 급속히 방전하기 때문에 다시 Q_1, Q_2는 처음의 차단 상태로 돌아가고, 그 후는 위와 같은 동작을 반복하여 발진한다. 발진 주파수는 (1), (2)의 설명에서 명백한 바와 같이 시간상수 $R_1 \cdot C_1$이 크면 낮고, 작으면 높게 된다.

6 6·1 CdS와 응용회로



〔그림 87〕 CdS와 응용회로

CdS(황화 카드뮴)는 N형 반도체에 속하고, 캐리어는 전자가 주력이다. CdS는 빛이 닿으면 조도에 따라 전기저항이 달라지는 성질을 가지고 있다. 일례를 들면 산켄의 CdS 포토콘 2PR33-4는

(1) 0룩스〔lx〕의 조도로 3MΩ 이상

(2) 100룩스〔lx〕의 조도로 9kΩ(오차 ±50%)

으로서 저항의 차이가 매우 많이 생긴다. 이것은 1장에서 설명한 바와 같이 에너지를 CdS가 받음으로써 가전자가 자유전자로 되어 전기 전도에 협력하기 때문이다.

〔그림 87〕(a)는 CdS 감광소자의 구조를 나타내고 있다. CdS는 밀폐용기 속에 넣고, 수광창은 투명 플라스틱 또는 유리이다.

감광소자의 치수는 작은 것이 지름 5㎜, 크면 지름 25㎜짜리도 있다. 그림 (b)는 CdS의 외형이다. 외부에는 2개의 리이드선이 나와 있으나 극성은 없다. 허용 사용온도범위는 −30∼+60℃이고 트랜지스터만큼 온도범위는 넓지 않다.

CdS에 걸 수 있는 전압의 최대값은 주위가 암흑 상태에서 직류 200∼300V 정도이다. 외형이 작은 CdS일수록 허용전력이 작고 산켄의 CdS 포토콘의 경우, 〔표 1〕과 같다. CdS의 정격에서 중요한 것을 다음에 설명한다.

〔표 1〕

외형치수	허용전력
지름 5mm	50mW
〃 9mm	100mW
〃 10mm	150mW
〃 20mm	300mW
〃 25mm	500mW

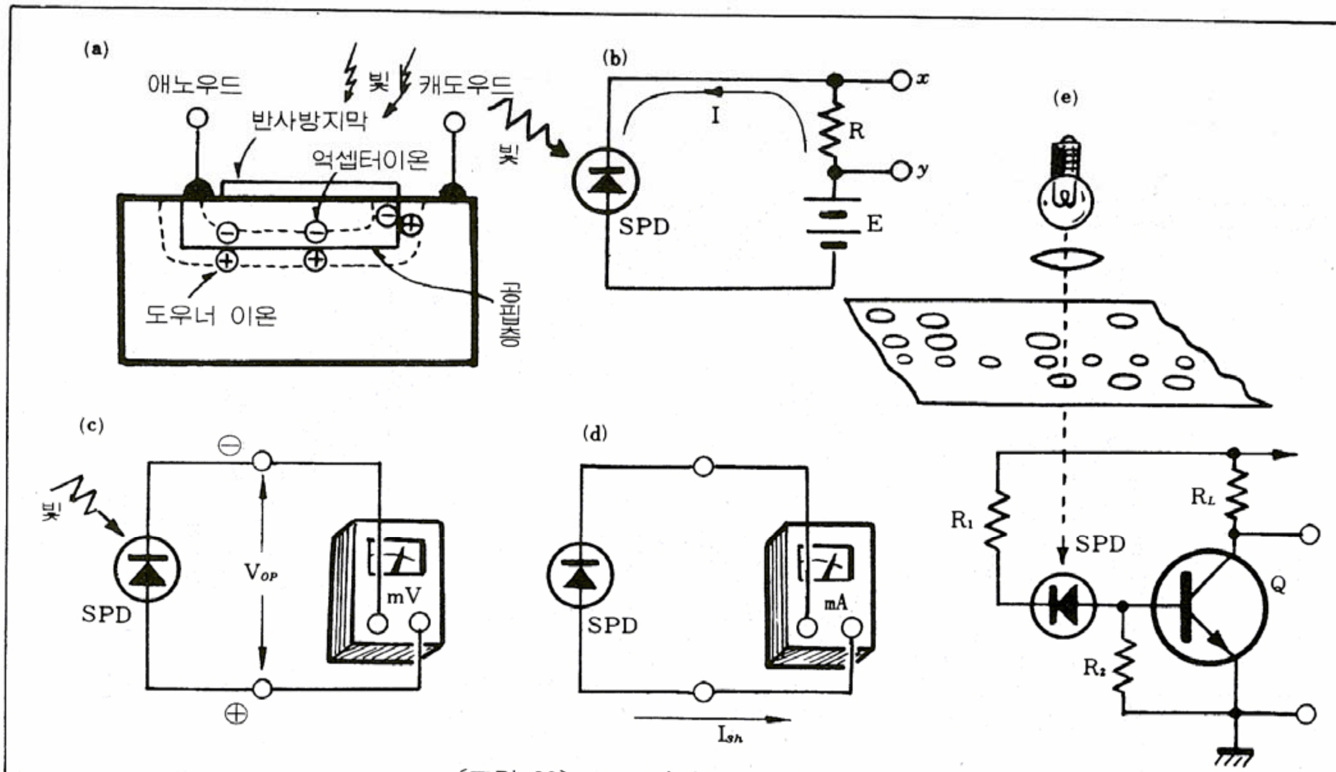
(1) 암저항…CdS를 암흑 속에 놓았을 때의 저항값이다. 수MΩ부터 수10MΩ의 범위에 있다.

(2) 조도 광저항 특성…조도의 변화에 대하여 어느 정도 CdS의 저항이 변하는가를 나타내는 데에 지수 γ를 사용한다. γ가 클수록 일정한 조도 변화에 대한 저항 변화율은 커진다. γ는 0.45∼0.85정도의 범위에 있다.

(3) 분광감도특성…빛의 파장과 CdS의 감도 관계를 나타내는 특성이다. 이 특성은 CdS에 따라 차이가 있지만, 일례로서 빛의 파장 대신 보통 그 색광에 대한 감도를 그래프에 그리면 〔그림 87〕(c)와 같이 된다.

(4) 응답특성…CdS에 일정전압을 걸어 두고 일정량의 빛을 급격히 비추었을 때의 광전류 변화는 그림 (d)의 변화를 하고, 10∼90% 상승시간 t_r 또는 90∼10% 하강시간 t_f만큼 응답이 늦어진다. 이 지연은 CdS가 장시간 어두운 곳에 있었는가 혹은 밝은 장소에 놓여 있었는가에 따라 다르지만 1초부터 수초 정도이다.

그림 (e)는 CdS와 다알링턴 접속의 스위치 회로를 조합시킨 광검출장치이다. 빛이 CdS에 닿으면 저항이 내려가고, Q_1, Q_2를 포화하는 베이스전류가 흘러 램프가 점등한다.



〔그림 88〕 포토 다이오우드와 응용회로

옵트 엘렉트로닉스는 우리 말로 **광전자공학**이라 번역된다. 지금까지 정보의 전송(방송, 무선, 유선통신)이나 처리(음성재생, 화상 재생, 전자계산기의 각종 동작)는 전기신호에 의존해 왔지만, 이것을 빛으로 하려는 것이 옵트 엘렉트로닉스의 목적이다. 이 분야의 중심적 존재는 뭐니뭐니 해도 반도체이고, 포토 트랜지스터, 포토 다이오우드, CdS, 발광 다이오우드, 광 스위치 소자, 포토 커플러, 반도체 레이저 등이 주력이다.

포토 다이오우드는 보통의 다이오우드와 같이 점접촉형과 접합형이 있다. 어느 것이나 모두 PN 접합을 이용하고 있는 점은 공통이다.

〔그림88〕(a)는 접합형 포토 다이오우드의 구조이다. N형 실리콘의 표면에 얇은 P형 실리콘을 만들고, 그 표면에 반사 방지막을 붙여 빛의 흡수를 좋게 해 놓았다. 점선은 공핍층이다. 실리콘을 재료로 하여 만든 포토 다이오우드는 silicon photo diode를 줄여서 SPD라 한다. 그림 (b)는 포토 다이오우드의 사용법을 나타내고 있다. SPD에 직렬로 부하저항 R과 전원 E를 접속해 놓았는데, 전원의 극성은 애노우드쪽이 ⊖, 캐도우드쪽이 ⊕이고 SPD는 역바이어스된 형이다.

SPD에 빛이 닿지 않을 때는 극히 적은 전류(암전류라 한다) 밖에 흐르지 않지만, 빛이 접합부 부근에 닿으면 빛 에너지에 의하여 자유전자와 호울이 생기고, 호울은 P형 부분(애노우드)으로, 전자는 N형 부분(캐도우드)으로 이동하기 때문에 그림 (b)의 광전류 I가 흐른다.

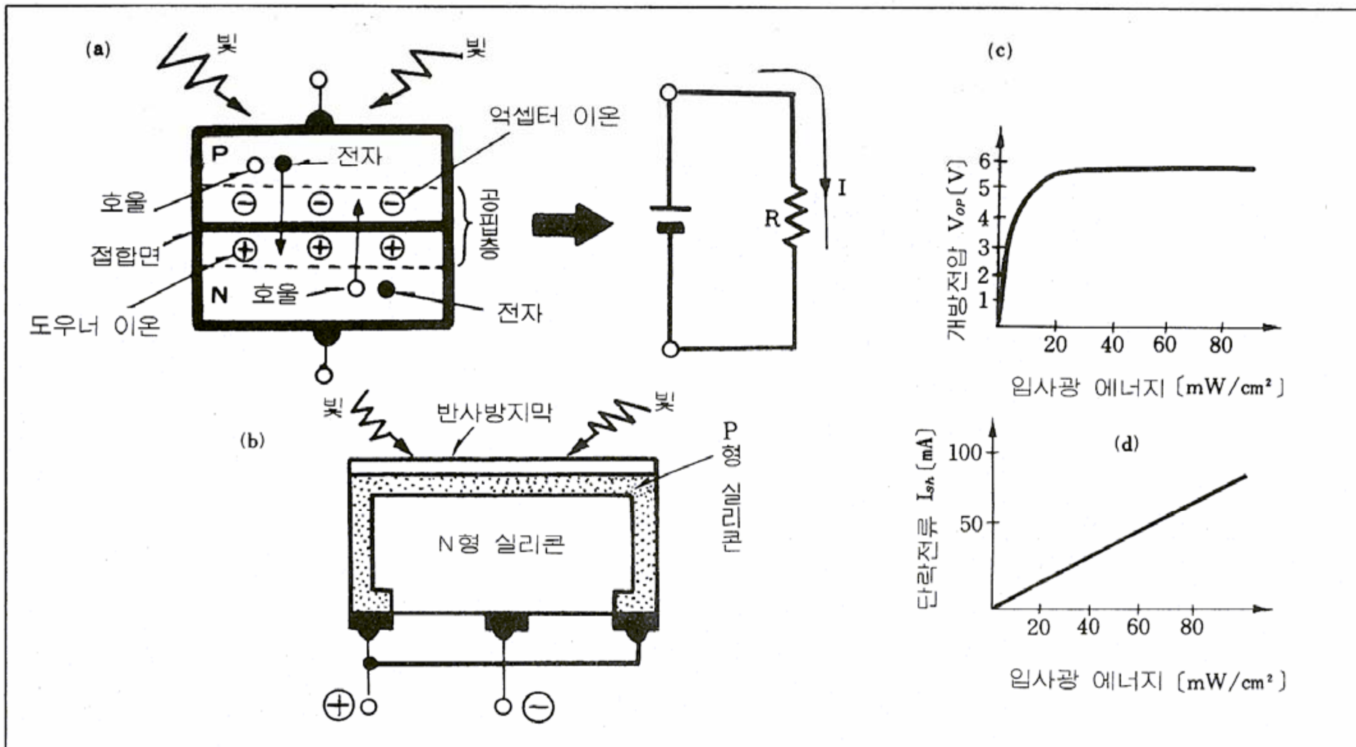
광전류 I는 빛에 의한 접합면 주변의 조도에 거의 비례하기 때문에 출력단자 x－y 사이에는 R×I의 출력전압을 발생한다. 포토 다이오우드는 보통 그림 (b)의 형태로 사용되지만 전원을 접속하지 않으면 광전지로서 작용한다. 이것이 태양전지이다. 그림(c)는 SPD의 양 단자간에 전압계를 접속하여 빛을 비추었을 때의 전압을 측정했다. 빛을 비춤으로써 생긴 전자와 호울은 공핍층의 ⊕도우너 이온(N 내부) 및 ⊖억셉터 이온(P형 내부)에 끌려 이동하고, 애노우드(P형)가 ⊕, 캐도우드(N형)가 ⊖가 되는 극성의 전압을 발생한다. 그림 (c)의 V_{OP}는 애노우드·캐도우드간을 개방(open)했을 때의 **개방전압**이다.

그림 (d)는 애노우드·캐도우드간을 단락했을 때 흐르는 전류, 즉 **단락전류** I_{sh}를 측정했다. 샤아프 SPD의 V_{OP}와 I_{sh}를 〔표 2〕에 보였다.

〔표 2〕

품 명	모양	케 이 스	유 효 면 적	1000 lx때의 V_{op}, I_{sh}
SPD-102	원형	유리창 금속케이스	$44mm^2(7.5\phi)$	0.35V, 0.27mA
SPD-111	원형	아크릴케이스	$300mm^2(20\phi)$	0.35V, 1.80mA
SPD-551	원형	베이클라이트케이스	$4mm^2(2.4\phi)$	0.30V, 0.021mA

그림 (e)는 전자계산기의 천공 테이프에 뚫은 구멍을 읽기 위한 포토 다이오우드를 사용한 회로이다.



〔그림 89〕 태양전지

석유파동에 의하여 석유의 가격이 폭등한 이래 태양전지에 대한 관심이 급속히 높아졌다. 지금까지도 태양전지는 인공위성용의 에너지원, 무인 등대, 무인 무선중계국 등의 전원으로서 이용되고 있고, 큰 것으로서는 200kW의 전력을 발생하는 태양전지가 개발되고 있다.

태양전지의 재료는 여러가지로 고안되고 있으나 현재로서는 실리콘이 주체이다. 〔그림 89〕(a)는 태양전지의 원리도이다. PN접합의 상부에 빛이 비추어지면 빛에너지에 의하여 호울과 자유전자로 이루어지는 캐리어가 반도체 내에 발생한다. 이러한 것들은 다음과 같이 분류된다.

(1) P형 실리콘의 표면 가까이에 발생하는 호울과 전자는 표면에 달라 붙어 버리고 전지의 작용에 가해지지 않는다.

(2) 접합면의 양쪽에 있는 공핍층 부근에 온 전자와 호울은 공핍층 내의 ⊖억셉터 이온에 호울이, ⊕도우너 이온에는 전자가 끌어 당겨져 결국 P쪽을 플러스, N쪽을 마이너스로 하는 전지를 구성한다. 그 때문에 부하저항 R을 접속하면 전류 I가 흐른다.

(3) 표면에서 떠나 N형의 내부에 발생하는 전자와 호울은 (1)과 같이 PN 접합면에 도달하는 동안에 달라붙어 중화 소멸되어 전지를 위해서 도움이 되지 않는다.

〔그림 89〕(b)는 태양전지의 구조를 그린 그림이다. N형 실리콘의 표면에 P형 반도체의 불순물인 붕소를 1～3 μm(1μm는 천분의 1 mm) 정도 확산하여 P층을 만든다. 그 표면에 반사방지막을 붙여 빛의 흡수가 잘 되게 해 놓았다.

그림 (a)에서는 P형 반도체 부분을 두껍게 그렸지만 실제로는 위와 같이 매우 얇은 피막이다. 그 때문에 빛이 접합면 부근까지 들어가기 쉬워진다.

태양전지를 1개의 PN 접합으로 만들면 개방전압 V_{OP}는 거의 0.6V 정도로서 실용성이 없으므로 10개 정도의 PN 접합을 직렬접속으로 하고, 개방전압 5.5V, 단락전류 90mA의 모듀울로 하여 사용한다.

입사한 빛 에너지와 발생한 전기 에너지의 비를 에너지 변환효율이라 하여, %로 나타내는데, 현용 태양전지의 에너지 변환 효율은 약 10%이다.

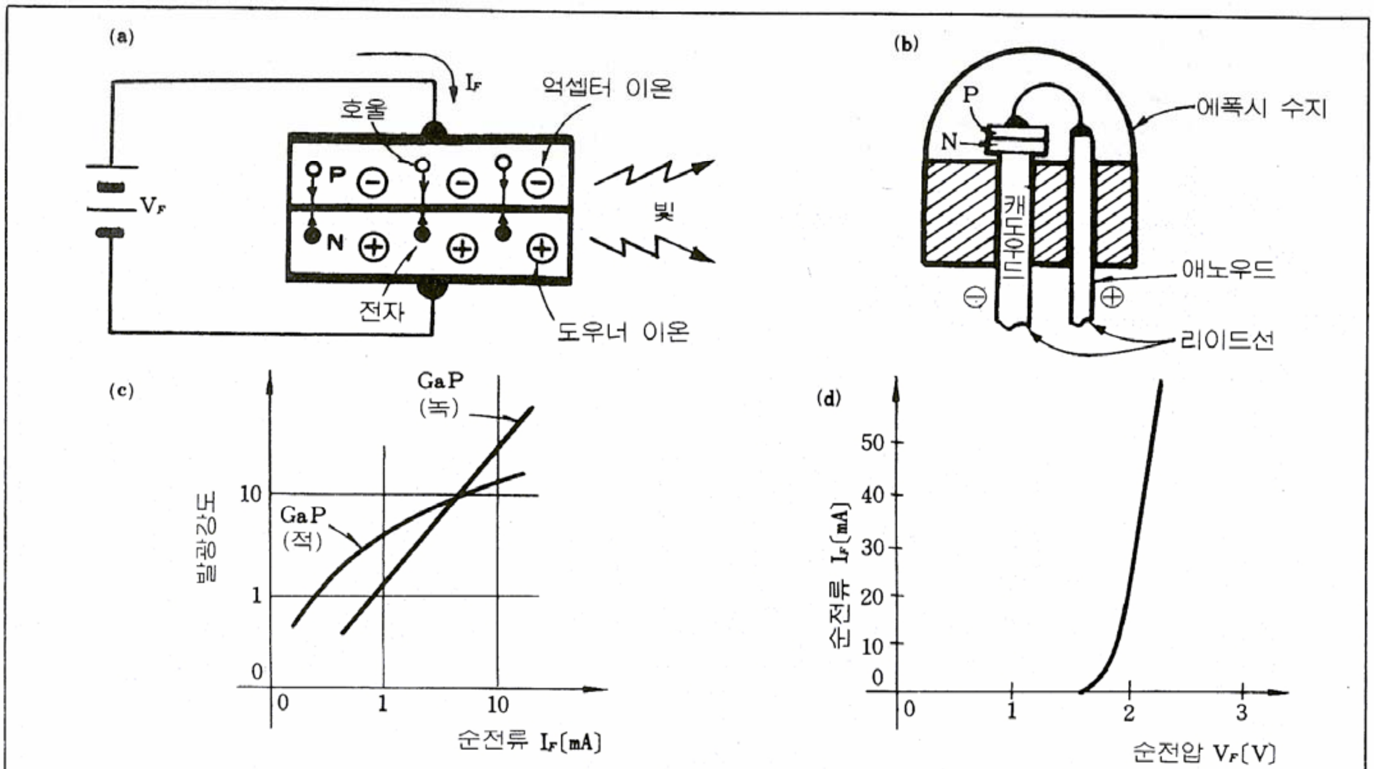
그림 (c), (d)는 모듀울화된 태양전지의 개방전압 V_{op}, 단락전류 I_{sh}의 입사광에너지 특성이다.

V_{op}는 어느 정도의 입사 에너지가 주어지면 그 다음은 에너지를 증가해도 거의 일정한 5.5V로 유지된다.

이에 대하여 I_{sh}쪽은 입사 에너지에 직선적으로 비례하여 증가한다.

태양전지의 사용 온도범위는 −55℃부터 +150℃로서, 트랜지스터보다 못하다.

개방전압 V_{op}는 온도가 상승하면 감소한다. 그 비율은 1℃당 −0.35% 정도이다.



〔그림 90〕 발광 다이오우드

발광 다이오우드(light emitting diode 줄여서 LED)에 대해서는 2·4와 〔그림 14〕에서 약간 언급했지만, 여기서 좀 더 자세히 설명한다. 〔그림 90〕(a)에 보인 것과 같이 PN 접합의 다이오우드에 순방향의 전압 V_F를 걸고, 순전류 I_F를 흘린다.

P형, N형, 반도체 내에는 캐리어인 호울과 전자가 다수 발생하지만, P영역 내의 호울은 접합면을 넘어 N영역에, N영역의 전자는 P영역에 흘러 들어가 서로 끌어 당기고 결합하여 중화한다. 이때 캐리어가 가지고 있는 에너지의 일부가 빛이 되어 외부로 방사되고 있는 것이다.

호울과 전자의 움직임은 2·2의 〔그림 12〕에서 설명한 것과 똑 같지만, 호울과 전자의 결합이 발광에 관계하고 있는 점이 다르다.

그림 (b)는 발광 다이오우드의 구조도이다. 에폭시 수지 부분에는 염료를 넣어 대조가 잘 되게 해 놓았다. 이 그림에서는 　가는 리이드선이 애노우드이고, 굵은 것이 캐도우드이다.

발광 다이오우드의 잇점은 다음과 같다.

(1) 수명이 길다.(백열 램프의 10배 이상)

(2) 발열이 적다. 이 때문에 μs(100만분의 1초)의 주기로 점멸을 할 수 있다. 또 전력소비도 적다.

(3) 필요한 전압은 2～3V, 전류는 수10mA 이므로 IC로도 쉽게 드라이브를 할 수 있다.

(4) 그림 (b)에 보인 구조이므로 기계적 강도가 강하고 취급하기가 편리하다.

(5) 순방향 전류와 발광출력은 비례관계에 있기 때문에 광출력을 진폭변조할 수 있다.

(6) 색은 빨강, 노랑, 녹색 등을 낼 수 있다.

여기서 TLR102를 예로 들어, 발광 다이오우드의 최대정격에 대하여 소개해 둔다.

〔표 3〕

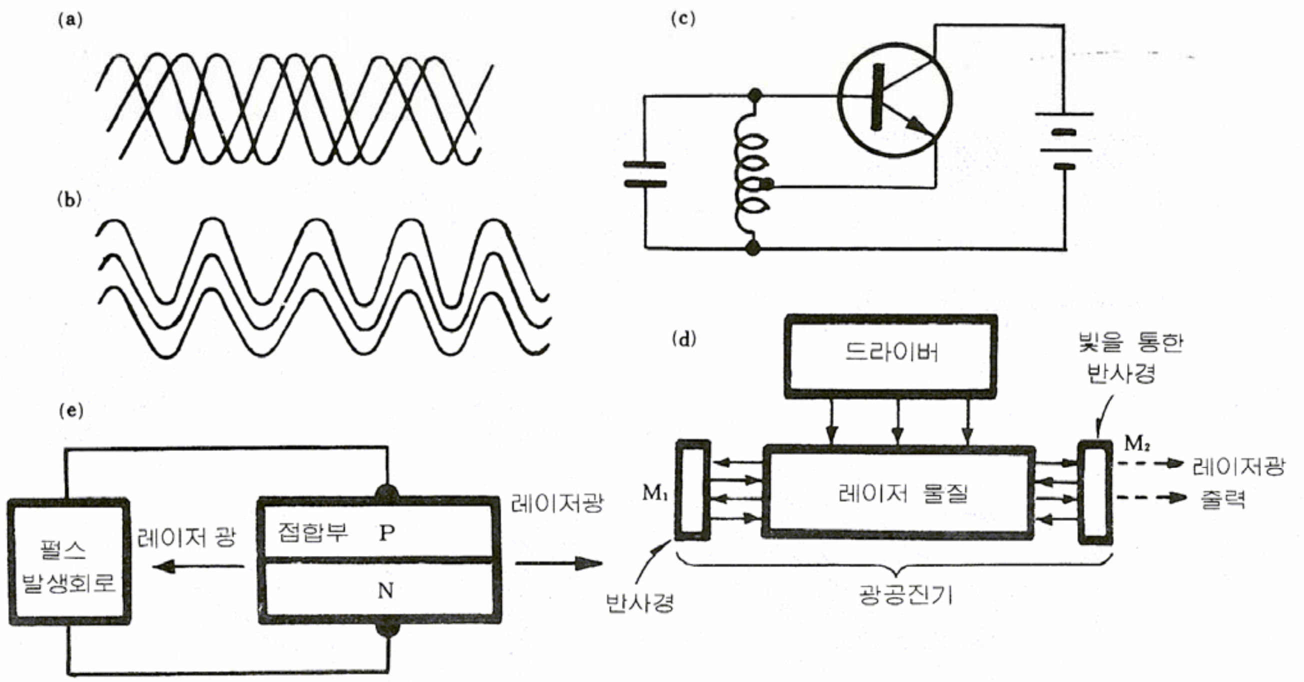
명 칭	기 호	최대정격값
직류순전류	I_F	25 mA
직류역전압	V_R	4 V
허용손실	P	75 mW
접합부온도	T_j	100 ℃
보존온도	T_{stg}	−30～100℃

다음은 발광 다이오우드의 특성인데, 첫째, 그림 (c)에 보인 발광 강도·순전류 특성이 있다.

여기서 인화갈륨(GaP)의 적색은 저전류에서의 발광이 우수하다는 것을 알 수 있다. 그 때문에 표시용으로서 적합하다.

눈으로 보기에도 빨간색이 녹색보다 잘 보인다.

발광 다이오우드는 온도가 상승하면 발광의 강도가 저하하기 때문에 방열이나 주위온도에 주의할 필요가 있다. 그림 (d)는 순전압 V_F, 순전류 I_F 특성으로서 형은 보통의 정류 다이오우드와 비슷하지만 상승 전압이 약 1.5V로서 높게 되어 있다.



〔그림 91〕 반도체 레이저

레이저(Laser)는 영어의 light amplification by stimulated emission of radiation의 머리글자를 딴 말이다. 직역하면 「복사의 유도방출에 의한 광증폭」으로서, 빛을 마치 전기신호와 같이 증폭하는 방식이 포함되어 있다.

먼저, 보통의 빛과 레이저광과의 차이에 대하여 설명해 둔다. 한마디로 말하면 빛과 파, 즉 광파로 나타냈을 때, 그 주파수가 일정하다고 보고 보통의 광파는 〔그림 91〕(a)와 같이 파의 산과 골이 불규칙한 형식으로 서로 포개져 있다(어려운 말로는 위상이 맡지 않는다). 이에 대하여 레이저 광파는 그림 (b)에서 알 수 있는 바와 같이 산과 골이 가지런하다. (위상이 맞았다.)

그 때문에 레이저광은 광파에 포함되는 주파수 대역의 폭이 좁고, 보통의 광원과는 다른 독특한 광원이다.

레이저광은 레이저 발진기라 한다. 빛의 발진기를 사용하여 만들어진다. 그림 (c)에 보인 하아틀리이 발진회로에서 일정한 주파수의 고주파 전압을 일으킨 것과 같이 레이저광은 그림 (d)의 레이저 발진기에 의해서 발생한다.

레이저는 레이저 물질에 따라

(1) 루비, 유리, 플라스틱 등을 사용한 고체 레이저
(2) 헬륨, 네온, 아르곤 등의 기체 레이저
(3) 무기·유기의 액체에 의한 액체 레이저
(4) 반도체를 사용한 반도체 레이저로

분류된다. 그림(d)의 레이저 물질은 드라이버의 에너지를 받아 레이저 발진을 일으키는데, 레이저 물질과 그것을 양쪽에서 끼운 반사경 M_1, M_2는 광공진기라 한다.

광공진기 내의 레이저광은 좌우로 반사를 되풀이하여 발진상태에 있는데, 오른쪽의 반사경 M_2는 반사뿐 아니라 레이저광을 통하기 때문에 레이저광 출력을 외부로 꺼낼 수 있다.

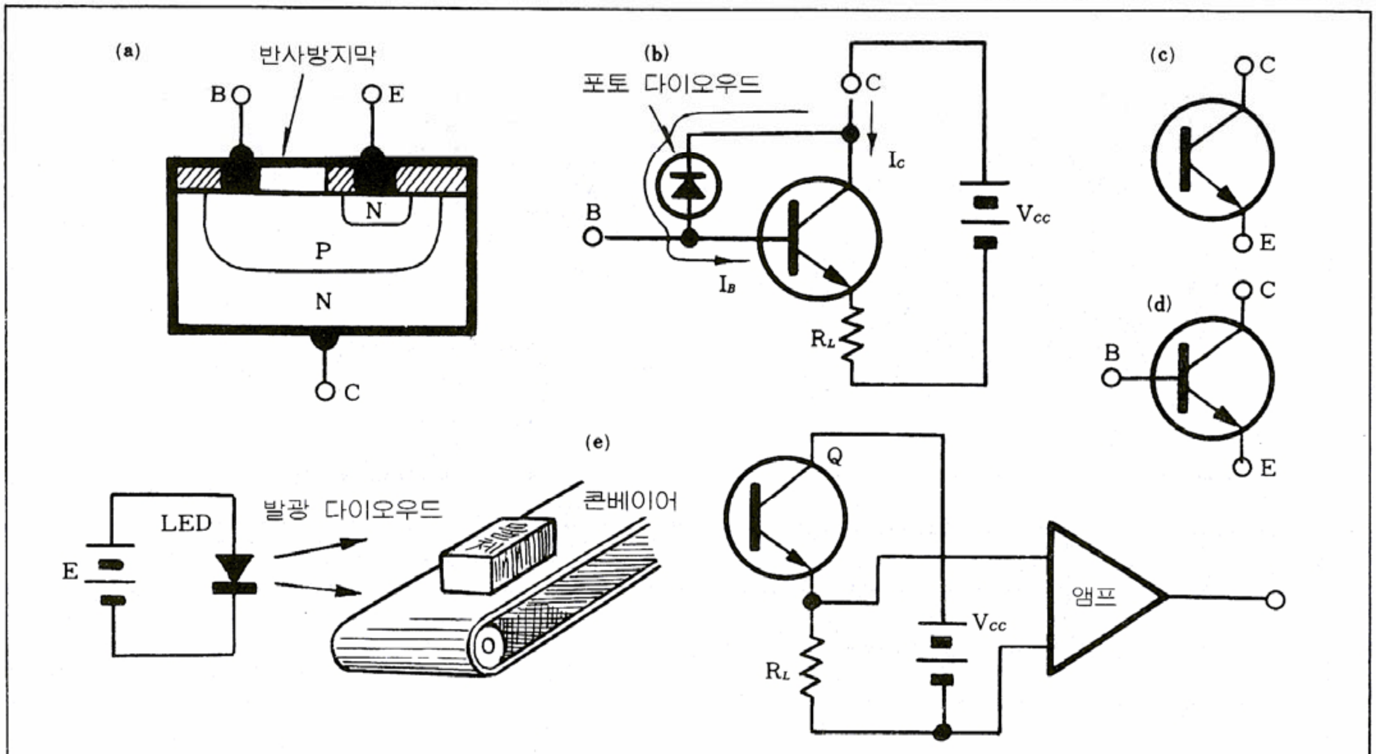
그림 (e)는 반도체 레이저 속의 PN접합 레이저이다. PN 접합부에 펄스 발생회로에서 펄스폭 수 μs, 매초 수10~수천회의 반복 직류 펄스를 순방향으로 줌으로써 레이저 발진이 일어난다.

연속발진시키면 PN접합이 가열되기 때문에 냉각할 필요가 있다. 이것으로 레이저광의 공업적 응용에 대하여 서술해 둔다.

★ **통신**…레이저광의 주파수는 전파에 비해서 훨씬 높기 때문에 대량의 정보를 보낼 수 있고, 또 빛의 직진성에 의한 지향성이 우수한 점이 장점이다. 다만 전파와 달라서 눈이나 비, 이슬 등의 영향을 받기 쉬운 결점이 있다.

★ **가공**…레이저광은 렌즈에 의하여 조그마한 점에 집중할 수 있기 때문에 세밀한 가공, 용접에 이용한다. 극히 작은 구멍을 뚫거나 수정과 같이 단단하고 깨지기 쉬운 것을 절단하는데 위력을 발휘한다.

6·6 포토 트랜지스터와 그 응용



〔그림 92〕 포토 트랜지스터와 그 응용

포토 다이오우드는 단접합의 PN으로 되어 있었지만, 포토 트랜지스터는 보통의 트랜지스터와 같이 NPN, 또는 PNP의 2중접합으로 구성된다.〔그림 92〕(a)는 NPN형 포토 트랜지스터의 구조이다.

베이스의 P영역과 컬렉터의 N영역은 PN접합 포토 다이오우드와 같은 형이며, 그림 (a)의 등가회로는 그림 (b)로 표현된다. 즉 일반적인 NPN형 트랜지스터에서 베이스 B와 컬렉터 C간에 포토 다이오우드가 들어갔다고 생각하는 것이다.

NPN형 트랜지스터는 컬렉터 C를 베이스 B보다 높은 전위로 하여 사용하기 때문에 C－B간 포토 다이오우드는 역바이어스된다.

가령 그림 (a)에서 베이스에 입사광이 있으면 포토 다이오우드와 같은 원리로 접합부 부근에 캐리어를 발생하고, 그것에 의하여 그림 (b)의 베이스 전류 I_B가 흐르고, 컬렉터에는 그 h_{FE}(직류전류 증폭률) 배의 컬렉터 전류 I_C가 흐른다.

이상의 동작에서 알 수 있는 바와 같이 포토 트랜지스터는 베이스에 광 입력을 받아 큰 컬렉터 전류를 발생한다. 일반적인 트랜지스터가 베이스에 입력전압을 받아 컬렉터 전류를 발생하는 것과 대조적이다.

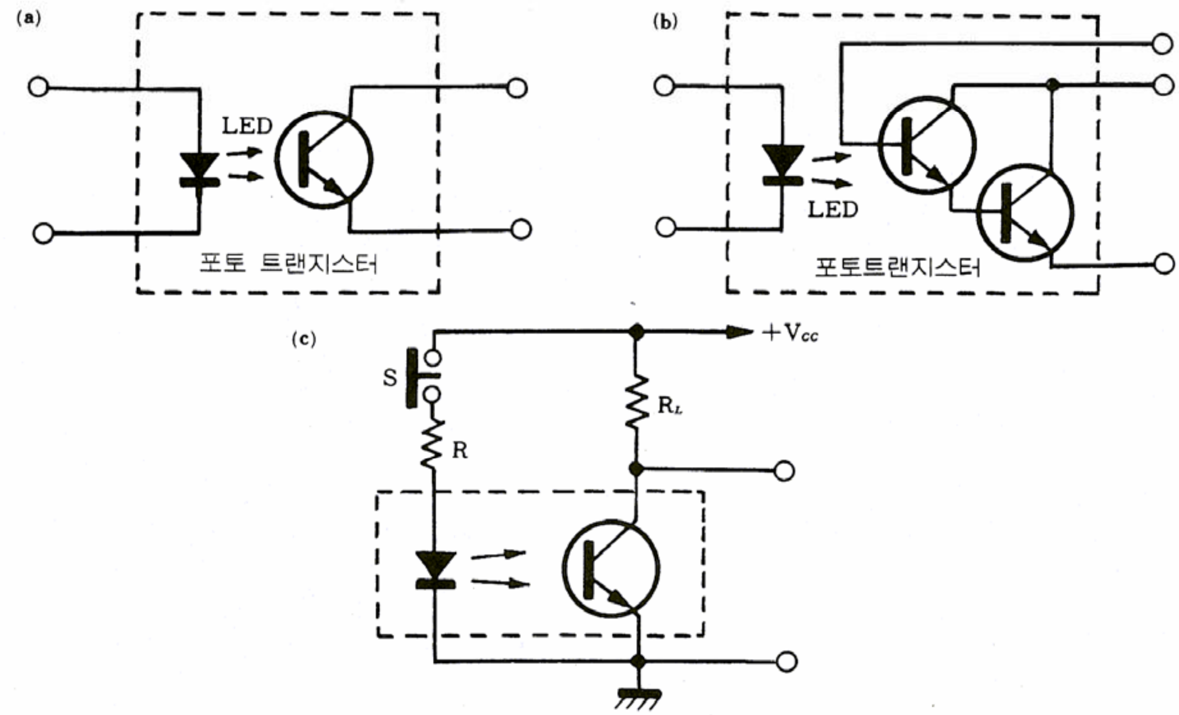
포토 트랜지스터에는 그림 (c)와 같이 베이스 전극 도선이 없는 것과, 그림 (d)와 같이 있는 것, 두가지가 있다.

〔표 4〕에 포토 트랜지스터를 예로 들어 전기적 특성을 소개해 둔다.

그림 (e)는 발광 다이오우드를 광원으로 하고, 콘베이어 위의 물체를 포토 트랜지스터로 검출하는 시스템이다.

〔표 4〕

전기적특성			TPS601				TPS603		
항목	기호	조건	최소	표준	최대	조건	최소	표준	최대
암전류	$I_D(I_{CEO})$	$V_{CE}=30V$ 암흑	—	10nA	100nA	$V_{CE}=10V$ 암흑	—	10nA	100nA
광전류 (컬렉터 전류)	I_L	$V_{CE}=3V$ 광입력=10mW/cm^2	10mA	30mA	—	$V_{CE}=3V$ 광입력=10mW/cm^2	0.5mA	1.5mA	—
컬렉터·이미터간 포화전압	$V_{CE(sat)}$	$I_C=5mA$ 광입력=10mW/cm^2	—	0.25V	0.5V	$I_C=0.5mA$ 광입력=10mW/cm^2	—	0.2V	0.5V
상승시간	t_r	$V_{CC}=5V$ $I_C=10mA$ $R_L=100\Omega$	—	2μs	—	$V_{CC}=10V$ $I_C=1mA$ $R_L=100\Omega$	—	3μs	—
하강시간	t_f		—	2μs	—		—	2μs	—



〔그림 93〕 포토 커플러

포토 커플러(photo coupler)는 전기신호를 일단 발광소자에 넣어 광신호로 바꾸고, 광신호를 포토 트랜지스터, 포토 다이오우드, CdS 등의 광전변환 소자에 의하여 다시 전기신호로 돌이키는 작용을 한다. 포토 커플러의 특징과 잇점은 다음과 같다.

(1) 빛을 통하여 신호를 보내기 때문에 입출력간에 전기적인 결합이 필요없고 공통 어어드의 필요가 없다. 또 수광출력은 입력회로의 직류레벨에 관계 없이 띄워서 사용할 수 있다.

(2) 출력이 입력에 궤환 되어 발진할 염려가 없다.

(3) 발광소자로서 발광 다이오우드, 수광소자로서 포토 트랜지스터를 사용하면 고속의 신호를 주고 받을 수 있다. 포토 커플러에 사용되는 발광 소자와 수광소자의 조합은,

① 발광 다이오우드와 포토 다이오우드

② 발광 다이오우드와 포토 트랜지스터(〔그림 (a) 참조〕)

③ 발광 다이오우드와 포토 다알링턴접속 트랜지스터(〔그림 (b) 참조〕)

④ 네온관과 CdS

⑤ 백열 램프와 CdS

등이 있다. ④와 ⑤는 응답 속도가 늦기 때문에 별로 사용되지 않는다. ②가 일반적이고, GaAs(비화갈륨)의 적외 발광 다이오우드와 실리콘 NPN 포토 트랜지스터를 조합시킨 포토 커플러는 입출력의 직선성도 좋고 응답도 고속이다.

포토 커플러 특성의 하나에 변환효율이 있다. 발광 다이오우드에 흘린 순전류 I_F에 의하여 발생한 포토 트랜지스터의 컬렉터 전류를 I_C라 하면

$$변환효율 = \frac{I_C}{I_F}$$

로 주어진다. 포토 커플러 TLP 501의 경우, 포토 트랜지스터의 $V_{CE}=10V$, 발광 다이오우드의 순전류를 10mA라고 하면 변환효율은 최소 0.1, 표준으로서 0.3이다.

포토 커플러는 발광소자와 수광소자를 서로 마주보게 하여 하나의 케이스 속에 넣어 놓았기 때문에 외부의 빛의 영향을 받지 않고 먼지에 의한 문제도 발생하지 않는다.

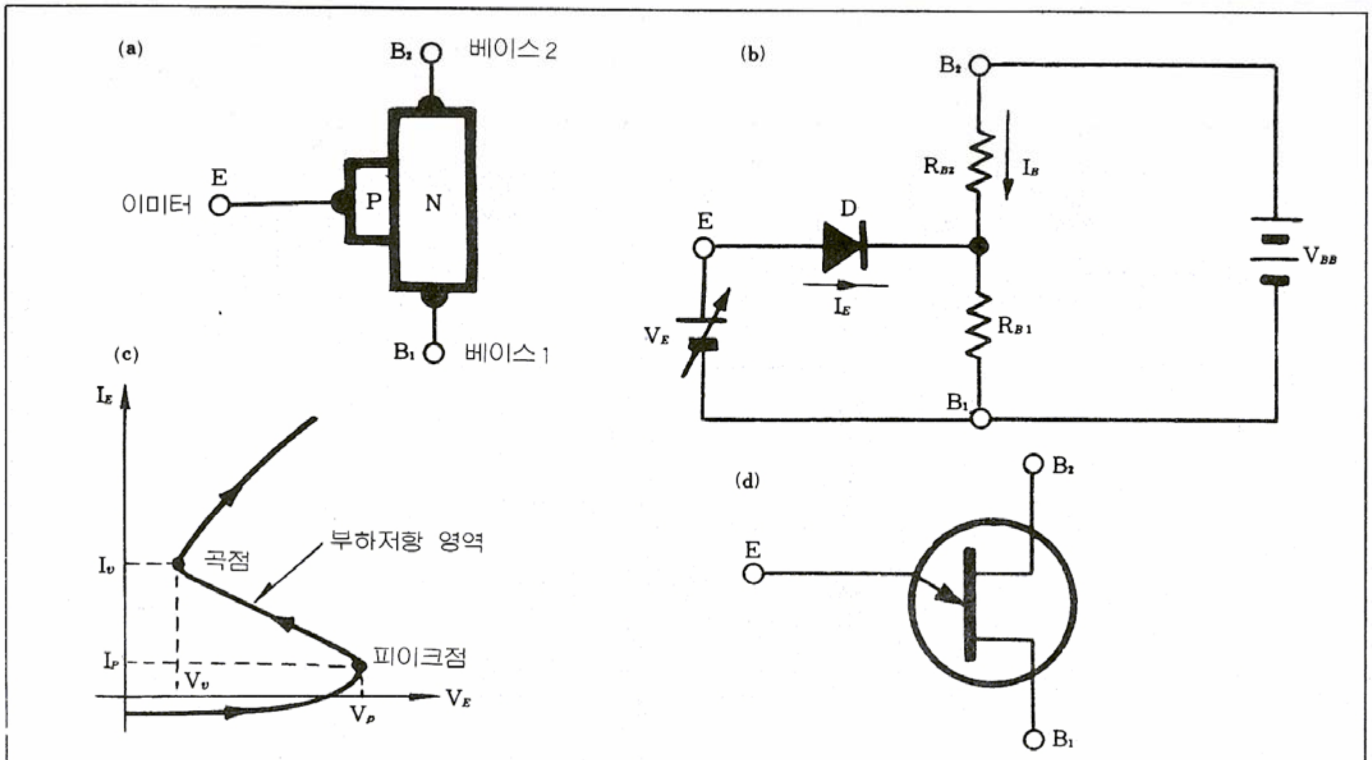
포토 커플러에 의한 신호송신은 2가지를 생각할 수 있다.

☆ 애널로그 방식이라고 할 수 있는 것은, 발광다이오우드의 순전류 I_F를 연속적으로 변화시키고, 포토 트랜지스터의 출력전류 I_C도 연속변화의 형식으로 꺼내기 쉬운 방식이다. 이 방식을 사용하면 음성신호를 보내거나 받거나 할 수 있지만 I_F-I_C 특성이 직선적으로 비례하는 것이 바람직스럽다.

☆ 디지틀 방식은 발광 다이오우드의 전류변화를 펄스형으로 하고 포토 트랜지스터의 출력도 펄스로 한다. 그림 (c)는 기계 접점 S의 ON OFF를 포토다이오우드입력전류의ON·OFF로 바꾸고, 포토 트랜지스터에서 디지틀 전압출력을 얻는 예이다.

7

7·1 유니정크션 트랜지스터, PUT, EUJT



〔그림 94〕 유니정크션 트랜지스터

유니정크션 트랜지스터(uni junction transistor)는 줄여서 UJT라 한다. 〔그림 94〕 (a)는 UJT의 구조를 나타내고 있다. N형 반도체의 상하 양끝에 전극을 붙이고 각각 베이스 1(B_1), 베이스2(B_2)라 한다. 또 N형 반도체의 B_2-B_1 사이에 P형 반도체를 접합하여 이미터 E를 만든다.

이와 같은 구조이기 때문에 UJT는 더블 베이스 다이오우드라고도 한다. 그림 (b)는 UJT의 등가회로이다. 그림 (a)의 PN 접합부는 다이오우드와 같으므로 다이오우드 D로 나타내고 있다. B_2-B_1 사이의 N형 반도체는 저항 R_{B2}와 R_{B1}으로 바꾸어 가도록 한다.

UJT의 용어로서 **베이스간 저항** R_{BB}와 **개방전압비** η(또는 스탠드 오프비)라는 것이 있지만, 이들은 R_{B1}, R_{B2}에 의하여 다음식으로 줄 수 있다.

$$R_{BB}=R_{B1}+R_{B2} \quad \cdots\cdots (1)$$

$$\eta=R_{B1}/(R_{B1}+R_{B2})=B_{B1}/R_{BB} \quad \cdots\cdots (2)$$

실제의 회로에서는 그림 (b)와 같이 B_2-B_1 사이에 전원 V_{BB}를 접속하여 B_2를 B_1에 대하여 플러스로 한다. 또 이미터 E와 B_1 사이에 입력전압 V_E를 가한다, 그리고 R_{BB}나 η를 외부저항으로 임의로 정할 수 있는 것이 프로그래머블 UJT로서 PUT라고 나타낸다.

우선 $V_E=0$이라 하면, V_{BB}에서 B_2를 통하여 흘러 들어오는 전류 I_B는 R_{B2}, R_{B1}을 흐르고, 다이오우드 D는 전압 $R_{B1}\times I_B$에 해당하는 역바이어스 전압을 받고, 역방향의 전류, 즉 이미터에서 밖으로 유출하는 전류 I_E(그림 (b)와 역방향)가 흐른다.

V_E를 이미터쪽이 ⊕극성으로 증가해 가면 역방향 이미터 전류는 조금씩 감소되어, V_E가 피이크점 전압 V_p에 달하면 이번에는 순방향의 이미터전류 I_E가 그림 (b)와 같이 흐르고, 그 후 I_E는 급격히 증가하여 V_E가 감소됨에도 불구하고 I_E가 증가하는 **부성저항 영역**에 돌입한다. 그림 (c)는 V_E와 I_E의 관계를 나타내는 특성곡선이다. 그림의 V_E가 최대값을 취하는 점을 피이크점이라 한다. 부성저항 영역은 그림 (c)의 곡점에서 끝나고, 그 후는 보통의 저항으로 되어 오옴의 법칙에 따른다.

전압 V_E가 최소로 되는 점을 곡점이라 한다. 피이크점과 곡점에 관한 V_E, I_E는 각각

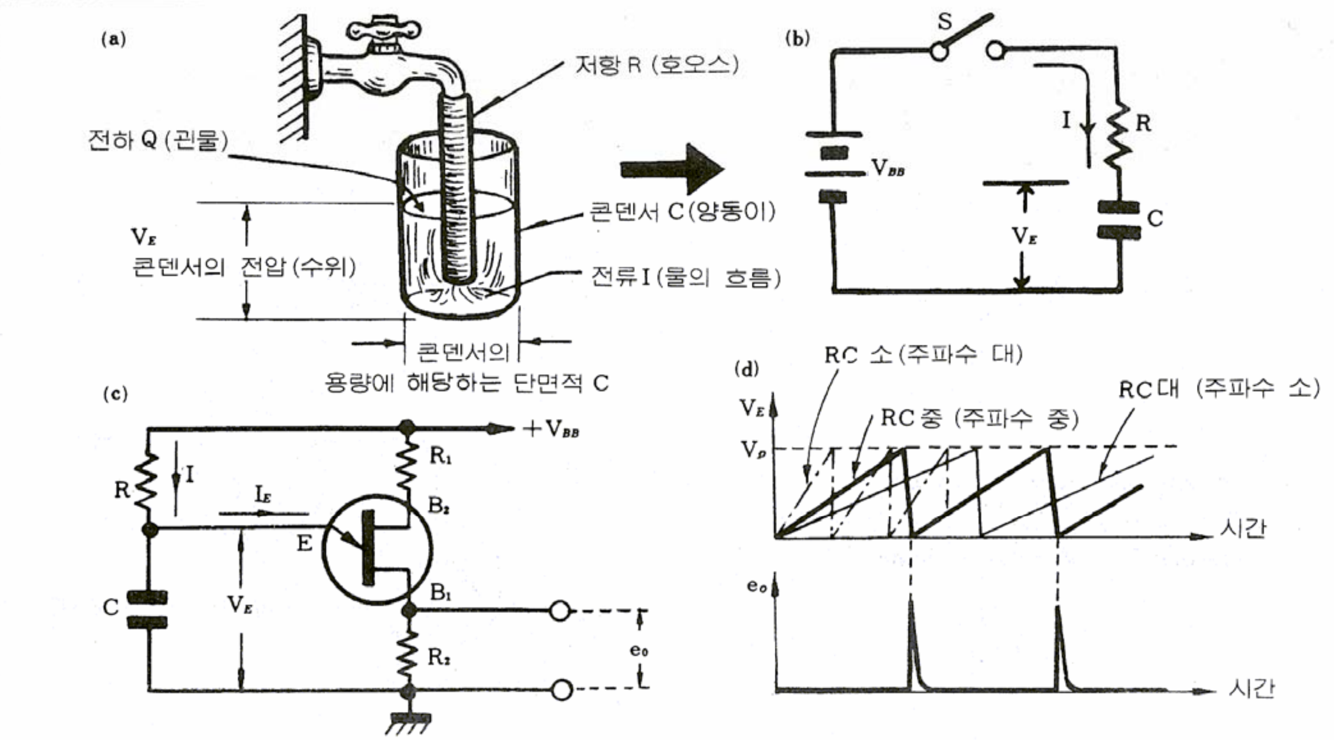
〔표 1〕

피이크점 이미터 전압 V_p, 피이크점전류 I_p
곡점전압 V_v, 곡점전류 I_v

라 부른다. V_p는 R_{B1} 양끝의 전압과 거의 같다고 생각해도 좋고, 다음 식이 성립된다.

$$V_p \fallingdotseq V_{BB}\cdot\eta=V_{BB}\cdot R_{B1}/(R_{B1}+R_{B2}) \quad \cdots\cdots (3)$$

〔그림 94〕는 유니정크션 트랜지스터의 회로기호이다. 언뜻 보면 전계효과 트랜지스터와 비슷하지만 화살표가 비스듬히 밑을 향하고 있다. UJT 는 2SH ○○의 형번이 붙어 있다. UJT를 다시 개량한 것에 EUJT(equivalent unijunction transistor)가 있다.



〔그림 95〕 UJT에 의한 이장발진회로

이장발진이란 문자 그대로, 회로가 긴장된 상태가 되면 파열하여 느슨해지는 형의 발진을 한다. 이장발진을 이해하기 전에 〔그림 95〕(a)의 수도모형을 알아 보기로 하자.

수도꼭지에서 물은 저항 R의 호오스를 통하여 원주형의 양동이에 흘러 들어간다. 양동이에 모인 물은 콘덴서의 전하 Q, 흐르고 있는 수류는 전류 I에 해당한다. 또 콘덴서의 용량 C는 양동이의 단면적(양동이가 원주형이기 때문에 어디서나 일정)이라고 생각할 수 있다.

또 양동이에 모인 물의 수면 높이, 즉 수위는 콘덴서에 일어난 전압 V_E로 바꾸어 놓을 수 있다. 간단한 추리에 의하여 수위(전압) V_E는 양동이에 담긴 수량(전하) Q를 양동이의 단면적 C로 나누어 구할 수 있기 때문에

$$V_E = \frac{Q}{C} \cdots\cdots (4)$$

의 관계가 있다. 양동이내의 수위가 호오스의 주둥이보다 높아지면, 호오스에는 수도꼭지에서 나오는 물을 밀어 돌려 보내려 하는 수압이 작용하게 된다. 이상의 원리는 그림 (b)의 저항, 콘덴서로 이루어지는 충전회로에 그대로 적용된다.

그림 (b)의 V_{BB}는 그림 (a)의 수도꼭지에 걸리는 수도의 수압으로서, 접점 S는 수도꼭지이고, R은 호오스(저항 R), C는 양동이(단면적 C)에 대응한다.

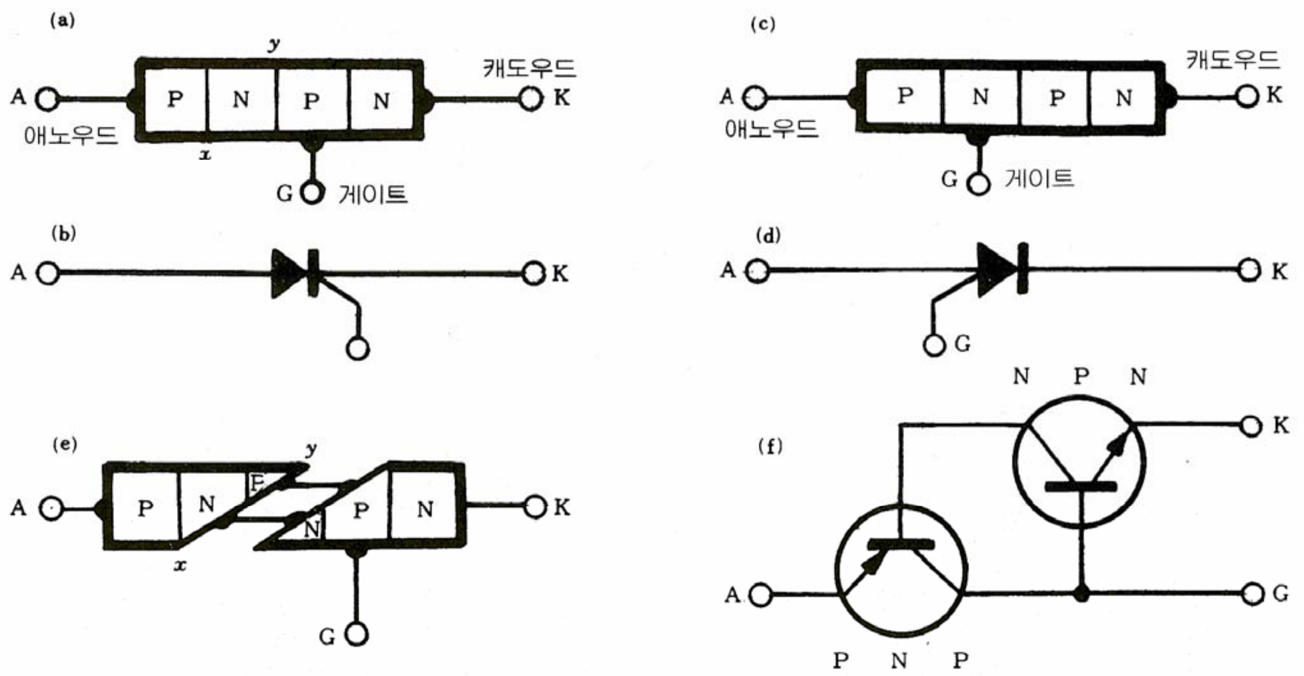
접점 S를 닫으면 수도꼭지에서 물이 흘러 나오는 것과 같이 전류 I가 R, C로 유입한다. 이때 R의 양끝에는 오옴의 법칙에 의하여 전압 R×I가 생기고, 콘덴서의 단자전압 V_E는 (4)식으로 주어지므로

$$V_{BB} = R \times I + \frac{Q}{C} = R \cdot I + V_E \cdots\cdots (5)$$

로 나타낼 수 있다. V_E는 Q를 일정하다고 하면 C에 역비례하고, Q는 전류 I가 작으면(저항 R이 크다) 일정한 양에 도달할 때까지 시간이 많이 걸린다. 그 때문에 R×C를 시간상수 τ라고 하면 시간상수 τ가 크면 클수록 V_E가 일정한 레벨에 도달할 때까지 시간이 길어지고, 반대로 τ가 작으면 V_E는 급속히 상승한다.

그림 (c)는 위의 원리에 따라 고안된 UJT에 의한 이장발진회로이다. 콘덴서 C의 전압 V_E는 그림 (d)의 시간변화를 하고, V_E가 피이크점 이미터 전압 V_p가 되면 급격히 큰 이미터 전류 I_E가 흘러 콘덴서 C의 전하를 제로로 만들어 버린다. 따라서 V_E는 다시 제로로 돌아가 충전이 다시 이루어진다.

B_1－어어드간의 저항 R_2에는 펄스형의 이미터 전류에 의하여 그림 (d)에 보인 출력 펄스전압 e_0를 발생한다. 발진의 주파수는 그림 (d) V_E의 쇄선과 굵은선, 가는선 파형으로 알 수 있는 것과 같이 시간상수 τ(RC)에 역비례한다.



〔그림 96〕 SCR의 기초

SCR은 실리콘 제어 정류소라(silicon controlled rectifier)를 말하는데, 제어 능력을 가진 스위칭 정류기이다. 유니정크션 트랜지스터와 같이 디지틀적인 동작을 한다.

SCR은 3개의 접합면을 가지고 있고, PNPN 구조로 되어 있다. 〔그림 96〕(a), (c)에 SCR의 구성을 나타냈다. 왼쪽 끝의 P형 반도체에 전극을 붙여 애노우드 A(anode)로 하고, 오른쪽 끝의 N형에는 캐도우드(cathode) 전극 K를 붙여 놓았다.

또 그림 (a)에서는 N과 N에 끼워진 P층에서 게이트(gate) G를 빼 고, 그림 (c)는 P와 P사이의 N층을 게이트로 하고 있다. 그 때문에 그림 (a)의 SCR을 P게이트형이라 하고, 그림 (c)는 N게이트형이라 부른다. 회로기호로서는 P게이트형을 그림 (b), N게이트형을 그림 (d)로 나타낸다.

SCR의 명명은 전극이 3개 있기 때문에 2S가 붙고, P게이트인가 N게이트인가로

$\left\{\begin{array}{l}\text{2SF}\cdots\cdots\cdots\text{P게이트}\\ \text{2SG}\cdots\cdots\cdots\text{N게이트}\end{array}\right.$

가 된다. SCR은 원래 대전류, 대전력의 제어를 위해서 만들어진 반도체 스위치인데, 작은 것이 수 A, 대용량으로 되면 수백A의 제어를 할 수 있다.

SCR의 실제 구조는 실리콘 PNPN접합의 양쪽을 실리콘과 열팽창계수가 대개 같은 성질의 몰리브덴이라든가 텅스텐으로 끼워 넣는 형식으로 되어 있다. 또, 실리콘 조각이 대기로 오염되면 전기특성이 열화하기 때문에 기밀 금속 케이스 내에 질소나 헬륨 가스와 함께 넣어 봉해진다.

대전력의 SCR은 방열판에 고정하기 쉽게 되어 있는데, 공랭 혹은 수냉하여 사용한다. 소전력의 SCR는 파워 트랜지스터와 같은 형을 한 것도 있다. SCR는 다이리스터에 속하지만 반도체가 아직 출현되지 않았던 시대는 다이라트론이라는 진공관을 SCR와 같은 목적에 사용했다.

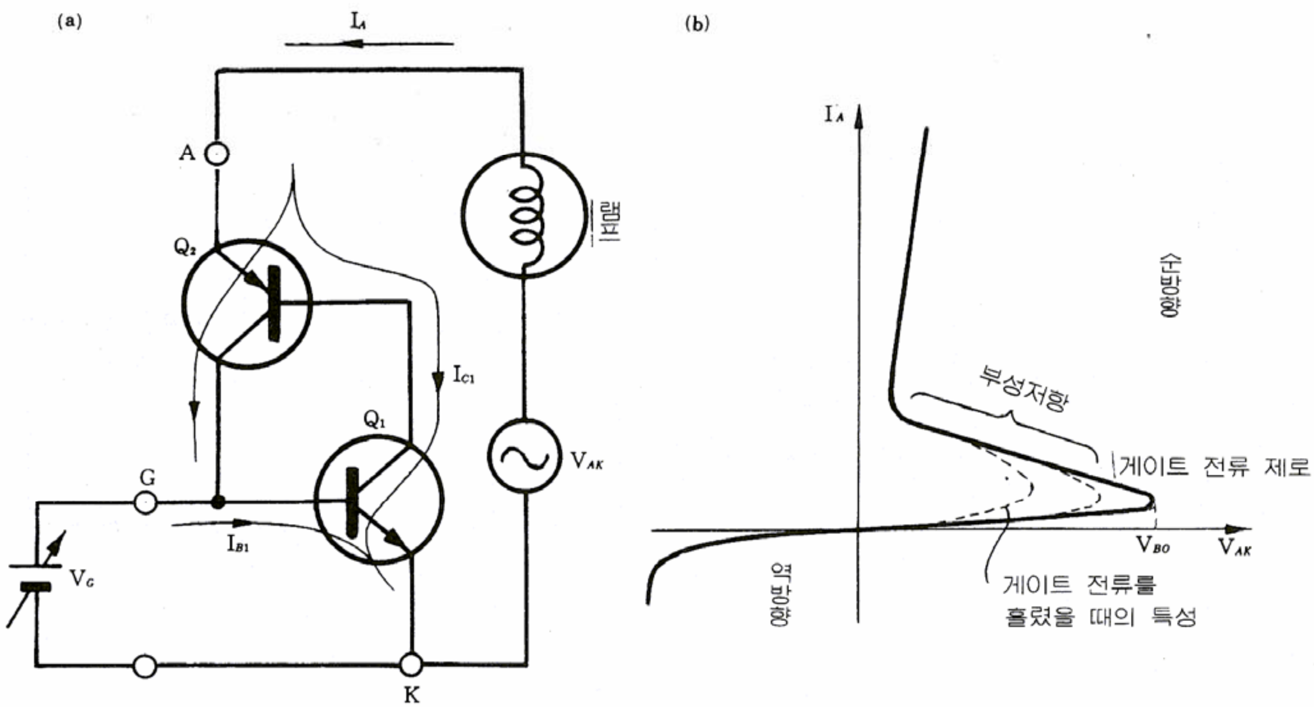
다이리스터라는 말은 다이라트론에서 나온 것으로 생각된다.

SCR은 트랜지스터와는 상당히 다른 동작을 하지만, 트랜지스터를 사용하여 근사적으로 표현 할 수 있다. 〔그림 96〕(a)의 x점, y점을 잇는 직선 $\overline{xy}$로 SCR을 절단하고, 절단된 N과 N, P와 P를 전기적으로 접속하면 그림 (e)가 된다.

애노우드 A를 포함하는 왼쪽 반을 PNP 트랜지스터, 캐도우드 K가 접속된 오른쪽 반을 NPN 트랜지스터, A와 K를 각각의 이미터라 하면, P형 SCR는 그림(f)와 같은 형태로 그릴 수 있다.

주의할 점은 PNP의 베이스가 NPN의 컬렉터로, PNP의 컬렉터가 NPN의 베이스로 직결되는 곳이다.

또 NPN 트랜지스터의 베이스가 게이트 G로 되어 있다.



〔그림 97〕SCR의 동작

앞페이지의 그림 (f)에서 SCR을 NPN, PNP 트랜지스터로 나타냈다. 여기서는 그 동작을 생각해 보기로 한다. SCR의 부하는 램프라고 하고, 애노우드 A와 캐도우드 사이에 램프 부하와 교류전원 V_{AK}를 접속한 것이 〔그림 97〕(a)이다. 가령 V_{AK}의 애노우드 A쪽이 캐도우드 K에 대하여 플러스가 되어 있다고 할 때 게이트 G와 캐도우드 K 사이에 직류전압 V_G를 게이트가 플러스가 되도록 가하면, 이 전압에 의하여·Q_1 베이스 전류 I_{B1}이 베이스에서 이미터로 흘러 들어가 그 h_{FE}배의 컬렉터 전류 I_{C1}을 발생하고, I_{C1}은 Q_2의 베이스 전류이므로 Q_2 이미터 전류 I_A가 흘러 Q_1, Q_2는 포화되고, 램프에 교류전원 V_{AK}가 걸려 점등한다.

V_{AK}가 위와 반대 극성, 즉 캐도우드 K가 애노우드 A에 대하여 플러스가 되면 Q_1, Q_2는 역방향의 전압이 걸리고, 트랜지스터는 차단되며 I_A는 소실된다. V_{AK}가 다시 원래의 극성으로 돌아오면 상술한 원리에 의하여 전류 I_A가 흐른다. I_A는 SCR의 애노우드 전류라 한다.

〔그림 97〕(b)는 SCR의 $V_{AK}-I_A$특성이라는 것인데 굵게 그린 그래프는 게이트 전류 제로 때의 특성이다. 즉 게이트 전압을 주지 않고 게이트 전류가 없어도, SCR는 애노우드·캐도우드간 전압을 V_{BO}까지 높이면 UJT 때와 같이 부성저항 영역을 통하여 ON이 된다. V_{BO}는 브레이크 오우버 전압이라 한다. 그림 (b)의 점선은 게이트 전류를 흘렸을 때의 $V_{AK}-I_A$ 특성으로서 V_{BO}보다 낮은 애노우드·캐도우드간 전압으로 SCR는 ON이 된다.

V_{AK}가 -(마이너스)로 되면 애노우드 전류는 거의 흐르지 않지만, 어느 정도 이상 -로 되면 애노우드 전류가 흐르기 시작한다. 이것은 SCR의 내압을 넘어 역방향 전압이 걸리기 때문이다.

여기서 주의할 필요가 있는 것은, 게이트 전압 V_G는 펄스형의 전압이라도 된다는 것이다. V_{AK}가 플러스일 때 펄스형의 V_G를 주면, SCR는 ON이 되어 그대로 ON상태를 유지한다. 다만 V_{AK}가 낮아진다든가 역방향의 극성이 되면 ON에서 OFF로 돌아간다.

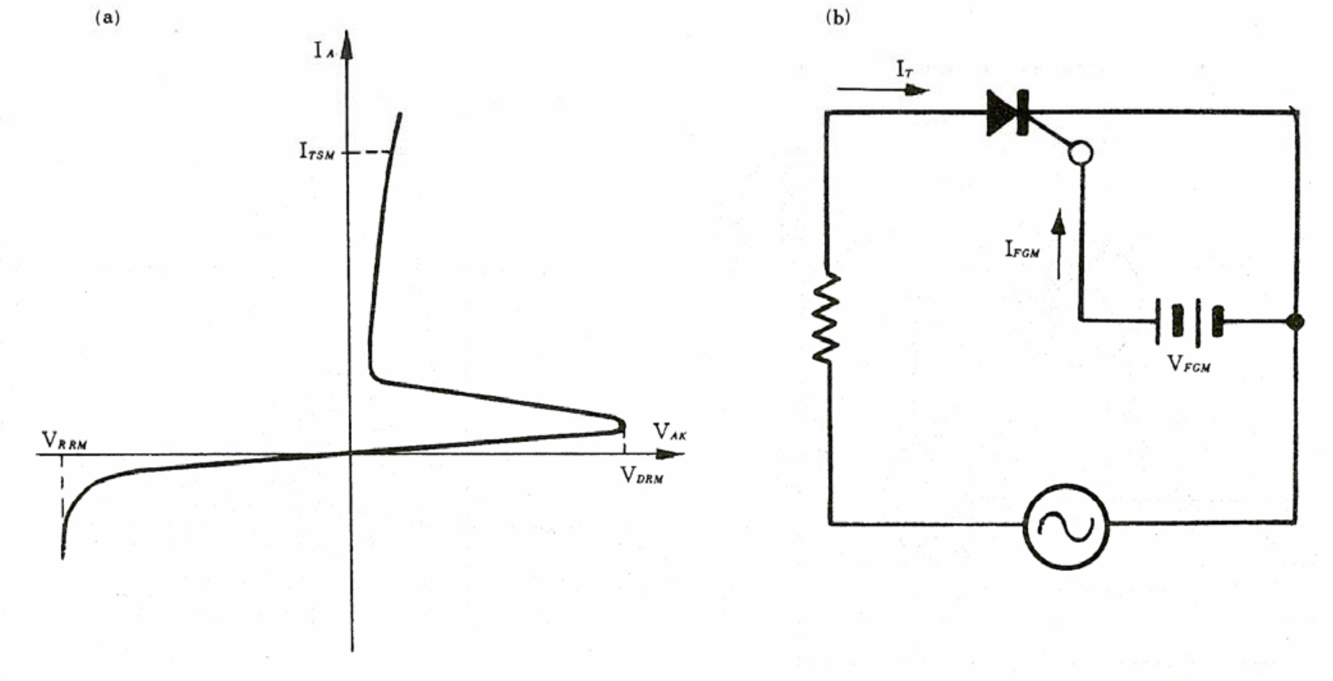
SCR는 작은 게이트 신호에 의하여 큰 애노우드 전류를 제어할 수 있어, 매우 능률적인 콘트롤을 할 수 있다. 그 동작은 애널로그가 아니라 디지틀 스위치인 점이 특징이다.

SCR의 용도는 다음과 같다.

(1) 정류회로…정류 다이오우드로 교류 전원을 직류로 바꾼 것과 같이 SCR를 사용하여 정류를 할 수 있을 뿐 아니라 게이트 제어에 의하여 직류 평균전압을 바꿀 수 있다.

(2) 인버어터…직류를 교류로 바꾸는 것이 인버어터인데, 직렬형과 병렬형이 있다.

(3) 위상제어에 의한 전력제어…게이트를 적당한 타이밍으로 제어하고, 부하에 주는 전력을 콘트롤한다.



〔그림 98〕 **SCR의 최대정격**

트랜지스터나 다이오우드와 같이 SCR에 대해서도 최대정격이 규정되어 있기 때문에 사용할 때는 전압과 전류, 전력, 온도의 최대값을 넘어서는 안된다. 이들 최대정격의 표시는 메이커에 따라 차이가 있어 반드시 같지는 않으나, 다음에 미쓰비시 전기의 예에 따라 설명하기로 한다. 미쓰비시 전기의 소전력 SCR **CR2AM**의 최대정격은 〔표 2〕, 〔표 3〕에 보인 것과 같다.

☆ 〔그림 98〕(a)의 V_{RRM}은 **피이크 반복 역전압**으로서 게이트·캐도우드간에 신호전압을 가하지 않고 정격접합 온도 이내, 정격 평균 ON전류 이하의 애노우드전류의 조건하에서 가할 수 있는 반복 역전압이다.

☆ **피이크 반복 OFF전압** V_{DRM}은 위와 같은 조건하에서 SCR를 OFF의 상태로 유지하면서 순방향으로 가할 수 있는 반복의 최대전압. 그림(a)참조.

☆ **직류 역전압** $V_{R(DC)}$와 **직류 OFF 전압** $V_{D(DC)}$는 정격의 접합온도 이내, 정격 평균 ON전류 이하의 전류를 흘린 후에 게이트·캐도우드간에 신호를 가하지 않고 SCR에 걸리는 역방향 및 순방향의 직류전압이다.

〔표 2〕

항 목	기 호	내 압 등 급					단위
		1	2	4	6	8	
피이크 반복역전압	V_{RRM}	50	100	200	300	400	V
피이크 비반복역전압	V_{RSM}	100	150	300	400	500	V
직류역전압	$V_{R(DC)}$	40	80	160	240	320	V
피이크 반복 오프전압	V_{DRM}	50	100	200	300	400	V
직류 오프 전압	$V_{D(DC)}$	40	80	160	240	320	V

☆ **정격 실효 ON 전류** $I_{T(RMS)}$는 지정된 케이스 온도로 SCR에 연속하여 흘릴 수 있는 ON 전류의 실효값.

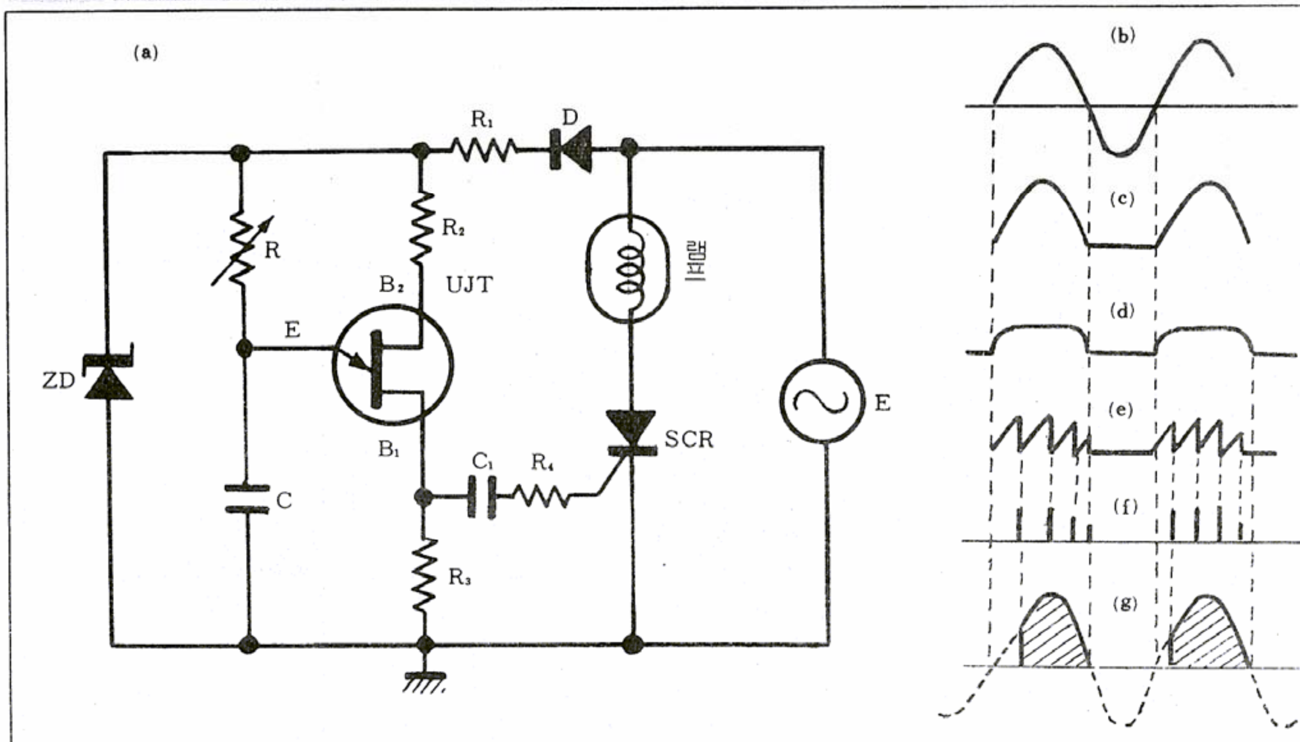
☆ **정격 평균 ON 전류** $I_{T(AV)}$는 지정된 케이스 온도로서, 저항부하 또는 인덕턴스 부하에 60Hz반파정류의 형식으로 흘리는 전류의 평균값이다.

☆ **정격서어지ON전류** I_{TSM}은 정격접합온도 내, 정격 평균 ON 전류를 흘린 다음 비반복으로 흘리는 60Hz 반파전류의 최대값이다.

〔그림 98〕(b)는 게이트 관련의 정격을 나타낸다. 평균 게이트 손실은 게이트·캐도우드간에서 순방향으로 소비하는 전력의 최대 평균값이다.

〔표 3〕

항 목	기 호	최대정격값
실효ON전류	$I_{T(RMS)}$	3.1A
평균ON전류	$I_{T(AV)}$	2.0A
서어지ON전류	I_{TSM}	20A
피이크게이트 손실	P_{GM}	0.5W
평균게이트 손실	$P_{G(AV)}$	0.1W
피이크 게이트 순전압	V_{FGM}	6V
피이크 게이트 역전압	V_{RGM}	6V
피이크 게이트 순전류	I_{FGM}	0.3A
접합 온도	T_j	−40～+110℃
보존 온도	T_{stg}	−40～+125℃



〔그림 99〕 SCR와 UJT에 의한 위상제어

위상제어는 SCR와 UJT의 진가를 발휘하는 것으로서, 램프의 조광, 가열로의 온도제어 등을 매우 능률적으로 쉽게 한다. 간단한 전력제어는 슬라이댁이나 가변저항기를 사용하여 하는데, 이 방법은 전력의 낭비가 많고 위상제어와는 비교가 되지 않는다.

〔그림 99〕(a)는 UJT와 SCR로 구성된 전력의 위상제어회로이다. SCR의 부하는 램프로 되어 있다. UJT의 회로 부분은 7·2, 〔그림 95〕에서 설명한 이장발진회로인데, 그 전원전압은 〔그림 95〕와 같이 일정하지않고 시간과 더불어 변화하기 때문에 다소 동작이 달라진다.

전원은 교류전원 E이므로 그 시간 변화는 그림 (b)와 같다. 전원 주파수는 상용전원의 60Hz이다. UJT의 전원으로서는 다이오우드 D인데, (b)의 전압을 반파정류하여 (c)의 파형으로 한 다음 제너 다이오우드 ZD의 정전압작용에 의하여 (d)의 전압으로 바꾸어 사용한다. (d)의 파형은 반주기마다 0V로 유지되기 때문에 UJT의 이장발진 파형(이미터 E·어어드간 전압 파형)은 〔그림 95〕(d)로는 되지 않고 〔그림 99〕(e)의 형태를 취한다.

UJT의 전원전압은 〔그림 99〕(d)와 같이 반주기간 0V로 강하하기 때문에 발진 콘덴서 C의 전압도 반주기마다 0V로 돌아가 전원전압의 상승과 함께 콘덴서 C의 충전이 시작된다.

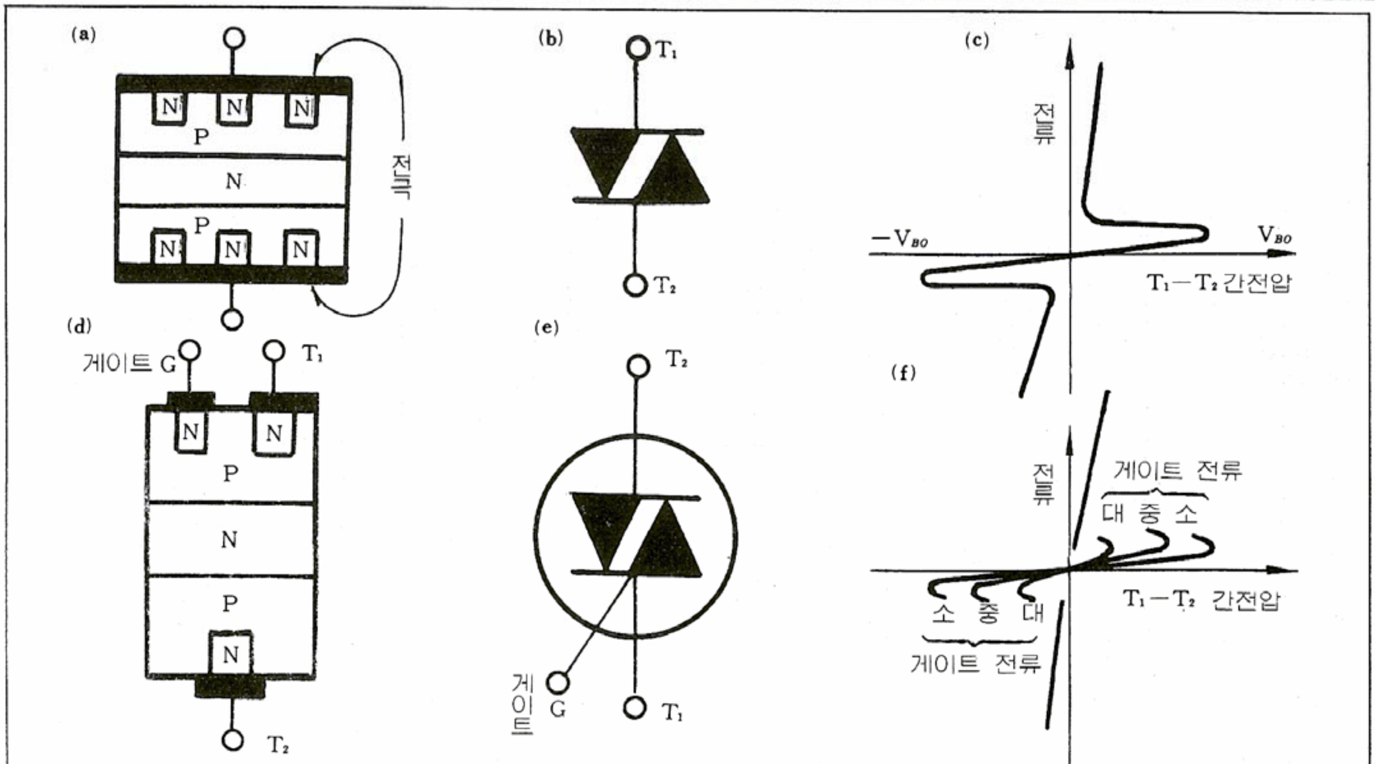
즉 전원의 주기와 발진 개시의 동기가 취해지는 것인데, 이것이 위상제어의 중요한 성질이다. 〔그림 99〕(e)의 발진 파형이 전원전압 변화와 동기되어 있는 것은 이 때문이다.

UJT의 이미터 전류는 발진 파형의 하강으로 흐르기 때문에 〔그림 99〕(f)의 펄스 전압이 저항 R_3의 양끝에 생겨 SCR의 게이트를 트리거한다. SCR는 UJT가 발진을 개시하여 제 1 발째의 펄스로 ON이 되면 전원전압 E의 정(플러스)의 반주기간은 그대로 ON상태를 유지하고, 따라서 전류가 램프에 흐르는 것은 〔그림 99〕(g)의 빗금으로 표시된 기간이 된다. 또 제 2 발째 이후의 펄스는 E가 플러스인 동안은 SCR에 아무런 영향도 주지 않는다.

UJT의 발진주기를 길게 하면 SCR가 ON이 되는 타이밍이 늦어지고, 반대로 발진주기를 짧게 하면 SCR는 빨리 ON이 되어 결과적으로 부하의 램프에 주어지는 전력은 감소되었다, 증가했다 한다. 이상이 전력의 위상제어로서, 램프는 소등상태에서 최고의 밝기까지 연속적으로 변화한다.

그림 (a)에서는 발진주기를 가변저항기 R로 조절하고 있다. 콘덴서 C_1은 펄스전압만을 SCR 게이트에 주고, 직류전압을 차단하기 위한 결합 콘덴서이다. R_4는 SCR 게이트 보호용의 저항이다.

또 R_1은 제너 다이오우드의 정전압작용을 돕기 위한 저항으로서, 전원전압 E가 제너 전압을 오우버하면 큰 제너 전류가 R_1을 흘러, 제너 다이오우드 양끝의 전압을 일정하게 한다.



〔그림 100〕 SSS와 트라이액

SCR는 PNPN의 4층 구조지만 SSS(silicon symmetrical switch)와 트라이액은 5층의 NPNPN으로 되어 있다. 〔그림 100〕(a)은 SSS의 구조를 나타낸다. NPNPN의 양 끝에 있는 N층은 그 안쪽에 있는 P층과 전극으로 단락되어 있는 것이 특징이다.

SSS의 회로기호는 그림 (b)와 같다. SSS의 특성은 그림 (c)와 같이 순방향, 역방향이 모두 대칭으로서 모두 브레이크 오우버 전압 V_{BO}를 넘는 전압이 걸리면 급속히 부성저항 영역을 통하여 ON이 된다. SCR는 역방향의 전압에는 OFF 그대로 이고, 또 게이트 제어를 할 수 있었음에 비하여 SSS는 상당히 다른 특성을 가지고 있다.

SSS의 용도는 조광장치, 소형 모우터 제어용, 전기로의 온도제어 등이다. SSS는 구조적으로도 간단하고 만들기 쉬우며 경제적이다.

트라이액(TRIAC)은 TRI가 3을 뜻하기 때문에 3개의 전극을 가진 AC(교류) 스위치용 다이리스터이다. 〔그림 100〕(d)는 트라이액의 구조도이다. SSS와 같이 NPNPN의 5층으로 되어 있는데, T_1, T_2, G의 3전극이 양쪽 N층에 고정되어 있다.

그림 (d)에서 T_1, T_2, G의 각 전극은 N을 에워싼 P영역에 걸쳐 있는, 즉 단락되어 있는 점에 주의하기 바란다. 트라이액의 동작은 다음의 4종류가 있다.

① T_2를 T_1에 대하여 플러스로 바이어스하고, 게이트 G를 T_1에 대하여 플러스로 하는 신호를 가한다.

② 위와는 반대로 T_1을 T_2에 대하여 플러스로 하고, 게이트 G를 T_1에 대하여 플러스로 하는 신호를 가한다.

③ T_2를 T_1에 대하여 플러스로 바이어스하고, G를 T_1에 대하여 마이너스로 하는 신호를 준다.

④ T_1을 T_2에 대하여 플러스로 하고, G를 T_1에 대하여 마이너스로 하는 신호를 가한다.

이상 4가지 경우에 대하여 트라이액은 모두 ON 상태가 된다.

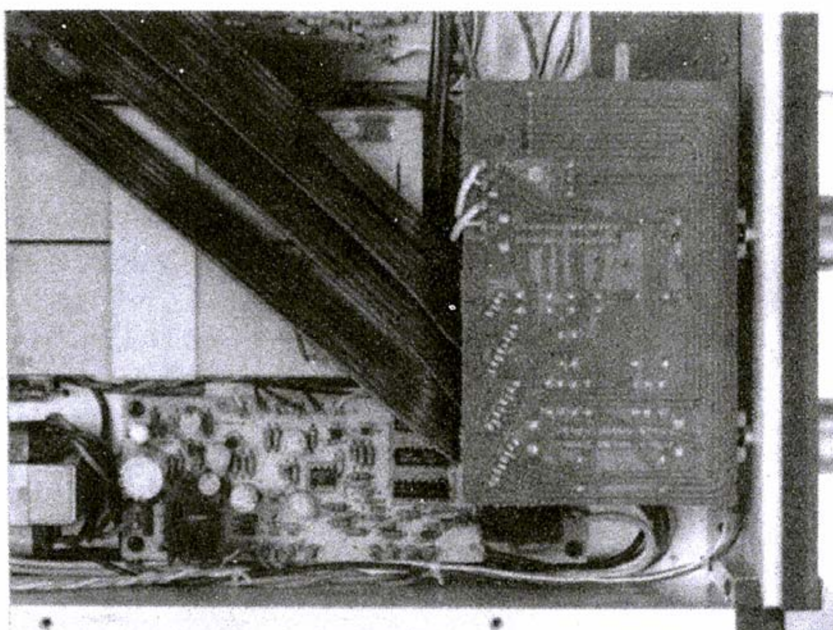
트라이액의 특성은 〔그림 100〕(f)과 같이 순방향과 역방향이 모두 대칭이다. 게이트 전류와 ON으로 전이하는 T_1-T_2간 전압의 관계는 SCR 자체와 같다. 트라이액은 SCR나 SSS에 비해서 가지고 있는 기능이 다면적이기 때문에 회로가 간단화 되어있다.

다만, 게이트 입력신호가 작으면 트라이액은 완전한 ON이 되지 않고 중간적인 상태가 나타나기 때문에 충분한 입력 게이트 신호를 가할 필요가 있다.

트라이액의 주된 용도는 다음과 같다.

(1) 교류 무접점 스위치
(2) 전열기 제어, 조광장치
(3) 3상 인덕션 모우터의 ON－OFF제어, 속도제어, 직류 모우터의 제어
(4) 복사기의 온도 제어

제 작 편



8 쉽게 만들 수 있고 잘 들리는 2석 FET 라디오의 설계와 제작



8·1 전체의 구성과 특징

여기서 제작하는 라디오는

(1) 누구라도 쉽게 만들 수 있다.

(2) 방송의 분리가 좋고 (혼신이 적다), 잘 들린다.

(3) 사용하는 반도체는 게르마늄 점접촉형 다이오우드×1, 전계효과 트랜지스터(FET)×1, 저주파 트랜지스터×1이다.

(4) 전원은 직류의 3V지만 자작한 전지를 비롯해서 각종 전지, 상용 교류전원을 정류한 직류전원 등도 사용할 수 있도록 라디오의 케이스 바깥에 악어클립을 내어 두었다.

(5) 라디오의 출력은 고감도의 크리스털 이어폰으로 듣게 되어 있다.

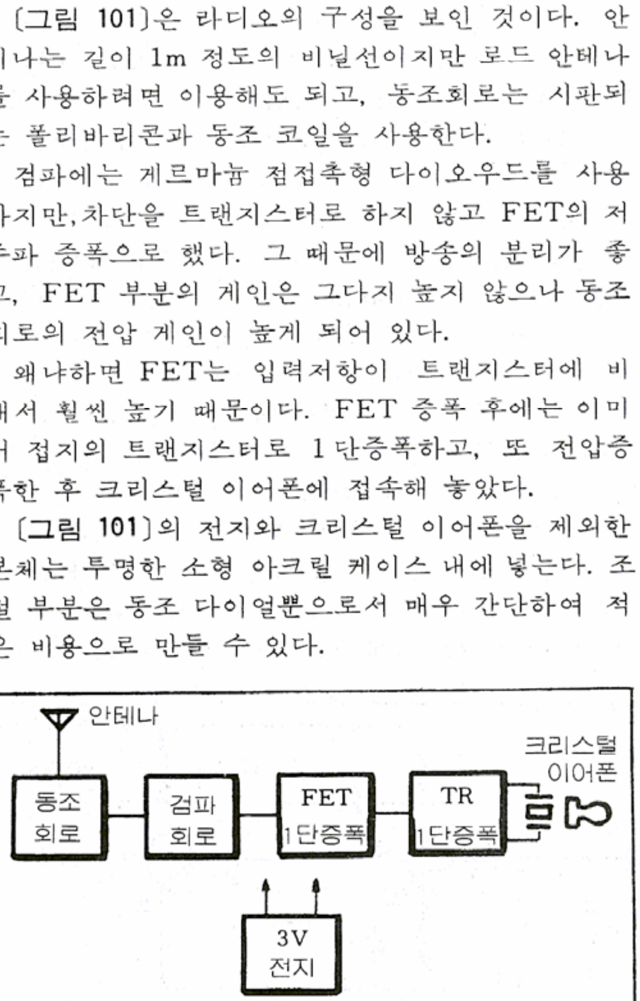
(6) 재료비는 약 1,500원이면 된다.

〔그림 101〕은 라디오의 구성을 보인 것이다. 안테나는 길이 1m 정도의 비닐선이지만 로드 안테나를 사용하려면 이용해도 되고, 동조회로는 시판되는 폴리바리콘과 동조 코일을 사용한다.

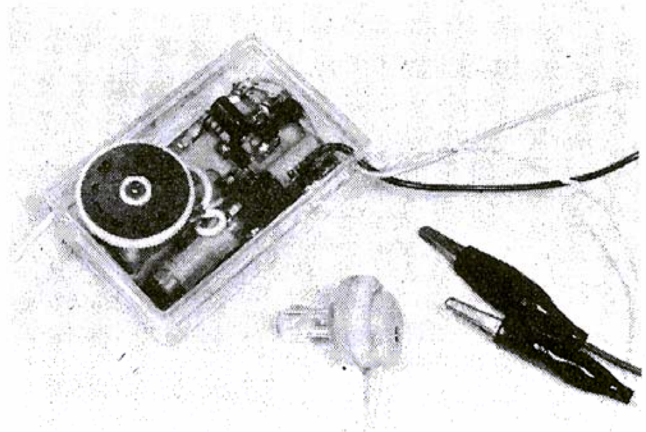
검파에는 게르마늄 점접촉형 다이오우드를 사용하지만,차단을 트랜지스터로 하지 않고 FET의 저주파 증폭으로 했다. 그 때문에 방송의 분리가 좋고, FET 부분의 게인은 그다지 높지 않으나 동조회로의 전압 게인이 높게 되어 있다.

왜냐하면 FET는 입력저항이 트랜지스터에 비해서 훨씬 높기 때문이다. FET 증폭 후에는 이미터 접지의 트랜지스터로 1단증폭하고, 또 전압증폭한 후 크리스털 이어폰에 접속해 놓았다.

〔그림 101〕의 전지와 크리스털 이어폰을 제외한 본체는 투명한 소형 아크릴 케이스 내에 넣는다. 조절 부분은 동조 다이열뿐으로서 매우 간단하여 적은 비용으로 만들 수 있다.



〔그림 101〕 2석 FET 라디오의 구성



FET 라디오의 전체

8·2 검파한 후에 트랜지스터를 사용하는 경우와 FET로 하는 경우의 차이

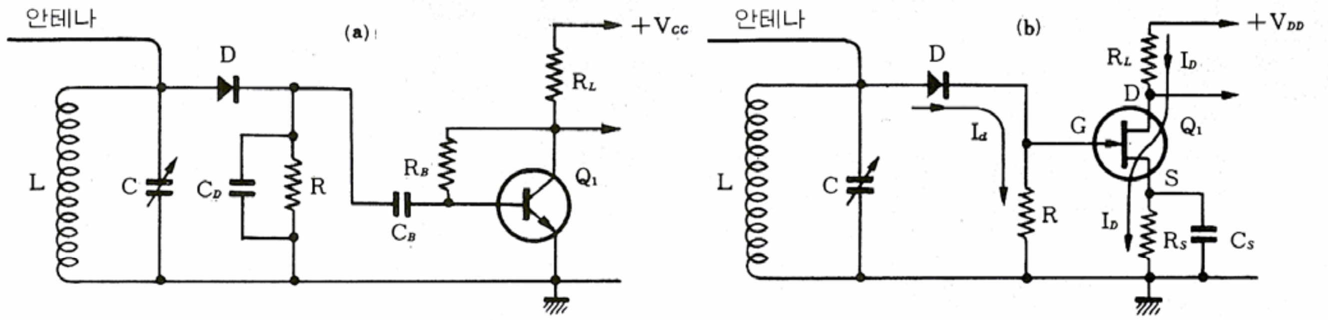
이 라디오는 검파한 후를 접합형 FET에 의한 저주파증폭으로 하여 분리를 좋게 하고, 감도를 높인 점이 큰 특징이다. 물론 슈우퍼 헤테로다인 라디오만큼 분리는 좋지 않지만 귀로 들어서는 거의 모를 정도의 혼신이다.

〔그림 102〕(a)는 검파한 후를 트랜지스터로 했을 때의 회로접속이다. D는 게르마늄 점접촉형 검파 다이오우드로서, 저항 R의 양 끝에 검파한 저주파 전압을 발생하고 이것을 트랜지스터 Q_1이 저주파증폭한다.

트랜지스터 Q_1의 입력저항은 R에 비해서 낮기 때문에 애써 R를 크게 하여 동조회로의 게인을 높여도, Q_1이 낮은 입력저항이 들어가서 동조회로의 감도는 내려가고, 수신방송의 분리도 나빠진다. Q_1의 입력저항을 회로접속을 연구하여 높일 수는 있지만 회로의 전압 게인이 내려가 버린다.

〔그림 102〕(b)의 FET를 사용하는 방식은 FET의 게이트 G와 소오스 S사이가 역바이어스되어 있기 때문에 입력저항은 트랜지스터에 비해서 훨씬 높게 된다. 그림 (b)에서 I_d라고 쓰인 전류는 동조회로에 발생한 방송 신호전압을 검파 게르마늄 다이오우드 D가 검파정류했을 때의 직류분인데, 부하저항 R의 양끝에 $R \times I_d$의 직류전압을 발생한다.

이 전압은 다이오우드 D의 애노우드를 −, 캐도우드를 +로 하는 역방향 전압이 되는 동시에



〔그림 102〕 검파 후에 트랜지스터를 사용하는 경우와 FET일 때의 차이

FET의 게이트 G를 소오스 S에 대하여 플러스, 즉 순방향 바이어스한다. 그러나 FET에 흐르는 드레인 전류 I_D는 소오스 S·어어드간의 저항 R_S에 $R_S \times I_D$의 전압을 발생하여 $R_S \times I_D > R \times I_d$이므로 결국 게이트에는 $R_S \times I_d - R \times I_d$의 역바이어스 전압이 걸리고, FET의 입력저항을 높게 한다.

8·3 전체의 회로

처음에 서술한 바와 같이 FET 증폭의 후는 트랜지스터 증폭이기 때문에 전체의 회로는 〔그림 103〕과 같은 형식을 취한다. C_B는 Q_1 드레인 D와 Q_2 베이스 B를 잇는 결합 콘덴서이다. R_C는 컬렉터 부하저항이고, R_B는 자기 바이어스 저항으로 되어 있다.

R_B에 병렬로 들어 있는 콘덴서 C_F는 발진방지용이다. 〔그림 103〕의 회로의 게인은 2단증폭으로서 거의 100배인데, 경우에 따라서는 발진할 가능성이 있다. C_F는 Q_2의 미러효과 (5·24 참조)를 응용하여 높은 주파수의 게인을 낮추어 발진을 방지한다.

동조 코일 L과 동조 콘덴서 C는 시판 트랜지스터 라디오(또는 게르마늄 라디오)용이고, L은 300 μH, C는 최대 290pF이다.

μH는 10^{-6}H, pF은 10^{-12}F이므로 동조 주파수의 최소값 f_L은 5·24의 (2)식을 이용하여 다음과 같이 계산할 수 있다. 다만 π는 원주율로서 3·14로 근사한다.

$$f_L = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2 \times 3.14 \times \sqrt{300 \times 10^{-6} \times 290 \times 10^{-12}}}$$

$$\fallingdotseq 535{,}000\text{Hz} = 535\text{kHz}$$

높은 쪽의 수신주파수를 535kHz의 3배인 1,605 kHz로 하면 바리콘 C의 용량은 290pF의 1/9인 최소 32pF까지 바꿀 수 있어야 한다. 실제로는 동조코일의 분포용량과 배선의 분포용량, FET의 입력용량이 있기 때문에 32pF 이하가 아니면 안된다.

8·4 저주파 증폭부의 등가회로와 게인의 계산

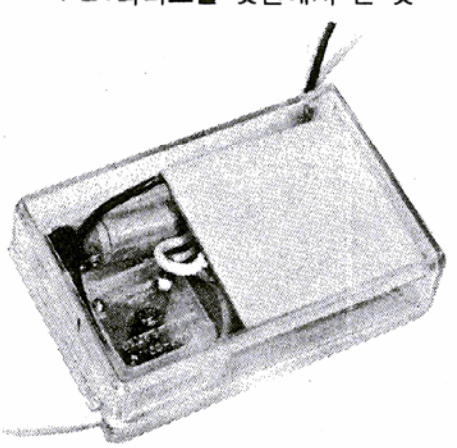
〔그림 103〕에서 FET Q_1의 게이트 G와 어어드간의 입력전압을 e_g로 하고, 그 극성을 게이트쪽을 플러스로 하면 Q_1에 관한 등가회로는 〔그림 104〕(a)로 표시된다. $g_m \cdot e_g$는 입력전압 e_g에 의한 정전류원의 전류출력으로서 정전류원의 내부저항은 무한대이다.

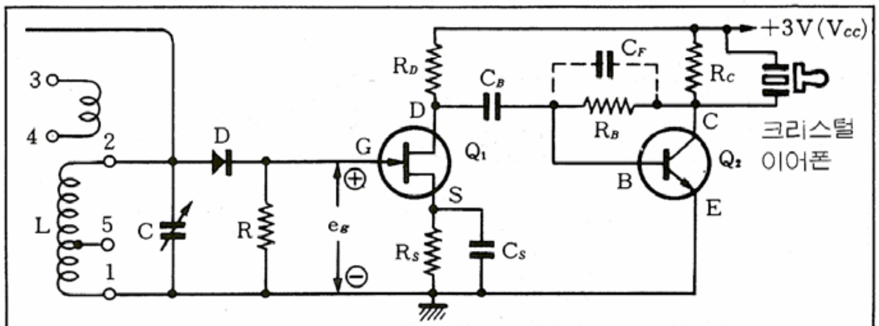
g_m은 FET의 상호 콘덕턴스(메이커에 따라서는 순전달 어드미턴스라 하여 $|y^{fs}|$로 표시한다) 라 부르는 상수(constant)인데, g_m이 클수록 게인이 높아진다. R_D는 FET의 드레인 부하저항이고, R_i는 차단 트랜지스터의 입력저항이다.

자기 바이어스형 이미터 접지 1단 앰프의 입력저항은 3·23의 설명에 따라 거의 $h_{ie}/2$의 값을 취한다. h_{ie}는 트랜지스터의 h 파라미터의 하나로서 이미터 접지, 출력 단락시의 입력저항이다.

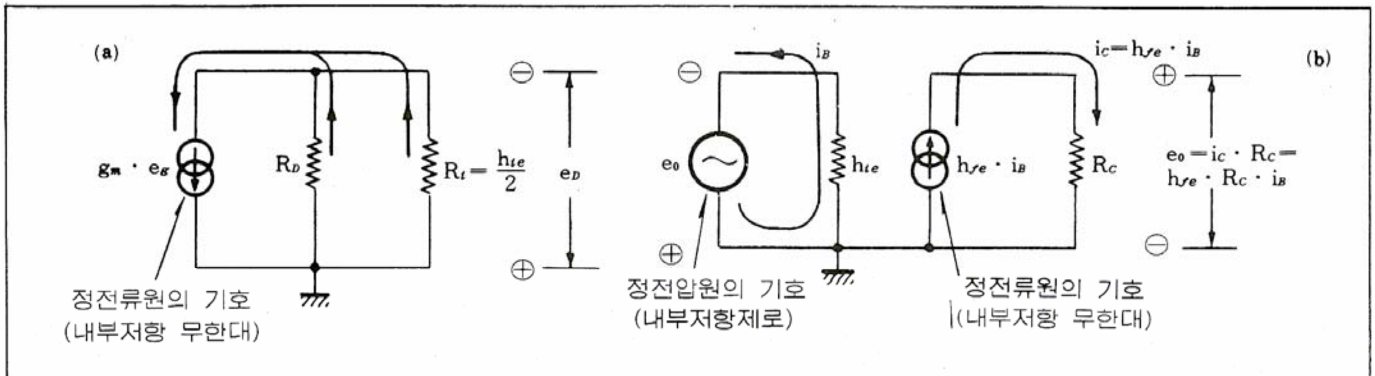
정전류원으로부터의 신호전류 $g_m \cdot e_g$는 R_D, R_i의 병렬저항 부분에 흐르고, 출력전압 e_D를 발생한다. e_D는 $g_m \cdot e_g$에 R_D, R_i의 병렬접속 저항값을

FET라디오를 뒷면에서 본 것





〔그림 103〕 전체의 회로



〔그림 104〕 저주파 증폭의 전압 게인 계산

곱하면 되고

$$e_D = -g_m \cdot e_g \times \frac{R_D \cdot R_l}{R_D + R_l} \cdots\cdots (1)$$

로 주어진다. (1)식 우변에 마이너스가 붙어 있는 것은 출력 e_D가 어어드에 대하여 —전위가 되기 때문이다. **〔그림 104〕**(a)에 보인 전류의 방향에 주의하기 바란다.

R_l로서 $h_{ie}/2$로 놓으면

$$e_D = -g_m \cdot e_g \times \frac{(R_D \cdot h_{ie}/2)}{R_D + (h_{ie}/2)}$$

$$= -g_m \cdot e_g \times \frac{R_D \cdot h_{ie}}{2R_D + h_{ie}} \cdots\cdots (2)$$

가 되고, FET 부분의 전압 게인 G_1은 e_D/e_g이므로

$$G_1 = \frac{e_D}{e_g} = \frac{-g_m \cdot R_D \cdot h_{ie}}{2R_D + h_{ie}} \cdots\cdots (3)$$

로 구할 수 있다. $R_D = 1.2\text{k}\Omega$, $h_{ie} = 14\text{k}\Omega$, $g_m = 1.6\text{m℧}$로 놓으면 G_1의 계산을 할 수 있다.

$$G_1 = \frac{-1.6 \times 1.2 \times 14}{2 \times 1.2 + 14} \fallingdotseq -1.6$$

다음에 트랜지스터 증폭부로 옮아간다. **〔그림 104〕**(b)를 보자.

위에서 서술한 FET 출력전압 e_D를 정전압원으로하고, 트랜지스터 입력신호로 한다. 정전압원은 정전류원과 달라 내부저항이 제로이다. 입력전압의 극성은 어어드를 플러스로 하여, 그림 (a)와 맞추어 놓았다. 입력저항 h_{ie}를 흐르는 전류 i_B는 입력 베이스 전류로서 i_B의 h_{fe}배의 컬렉터 출력전류 i_C가 부하 R_D를 흘러 입출력전압 e_0를 발생한다. 따라서 다음의 각 식이 성립된다.

$$i_B = \frac{-e_D}{h_{ie}} \cdots\cdots (4)$$

$$e_0 = h_{fe} \cdot i_B \cdot R_C = \frac{-h_{fe} \cdot R_C \cdot e_D}{h_{ie}} \cdots\cdots (5)$$

트랜지스터 부분의 전압 게인 G_2는

$$G_2 = \frac{e_0}{e_D} = \frac{-h_{fe} \cdot R_C}{h_{ie}} \cdots\cdots (6)$$

로 주어지고, FET, 트랜지스터를 포함한 전체적 게인 G는 $G_1 \times G_2$이므로 (3), (6)의 식을 사용하여

$$G = G_1 \times G_2 = \frac{g_m \cdot R_D \cdot h_{ie}}{2R_D + h_{ie}} \times \frac{h_{fe} \cdot R_C}{h_{ie}}$$

$$= \frac{g_m \cdot h_{fe} \cdot R_D \cdot R_C}{2R_D + h_{ie}} \cdots\cdots (7)$$

가 된다.

일례로서 $g_m = 1.6\text{m℧}$, $h_{fe} = 500$, $R_D = 1.2\text{k}\Omega$, $R_C = 1.5\text{k}\Omega$, $h_{ie} = 14\text{k}\Omega$이라 하면 전체적 게인 G를 계산할 수 있다.

$$G = \frac{g_m \cdot h_{fe} \cdot R_D \cdot R_C}{2R_D + h_{ie}} = \frac{1.6 \times 500 \times 1.2 \times 1.5}{2 \times 1.2 + 14}$$

$$= 88$$

8·5 사용 FET, 트랜지스터의 정격과 특성

사용하는 FET는 실리콘 N채널 접합형, 저주파 저잡음증폭용의 **2SK40**, 트랜지스터는 실리콘 NPN 에피택셜 플레이너형 저주파 저잡음 증폭용 **2SC 1000**이다.

FET나 트랜지스터를 마음대로 구사하기 위해서는 그 최대정격이나 특성에 대하여 잘 알지 않으면 안된다. 다음에 **2SK40**과 **2SC1000**에 대한 최대정격, 전기적 특성에 대하여 설명하기로 한다.

〔표 1〕

2SK40 의 최대정격 (주위온도 T_a=25°C)		
항 목	기 호	최 대 값
게이트 · 드레인 전압 (드레인 · 소오스간 단락으로 게이트 · 드레인간에 걸 수 있는 최대전압)	V_{GDS}	−50V
게이트 · 소오스 전압 (드레인 · 소오스간 단락으로 게이트 · 소오스간에 걸 수 있는 최대전압)	V_{GSS}	−50V
게이트 전류	I_G	10mA
허용 채널 손실	P_{ch}	100mW
채널 온도	T_{ch}	125°C
보존온도	T_{stg}	−55~+125°C

〔표 2〕

2SK40의 전기적 특성 주위온도 $T_a=25°C$				
항 목	기 호	최 소	표 준	최 대
① 게이트·소오스 파괴전압($V_{DS}=0$ 즉 드레인·소오스간 단락, $I_G=-100\mu A$ 상태에 있어서 게이트·소오스간의 파괴전압)	$V_{(BR)GSS}$	−50V	—	—
② 게이트 누설전류(드레인·소오스간 단락으로 게이트·소오스간 전압을 −30V로 했을 때의 누설전류)	I_{GSS}	—	—	5nA =5×10^{-9}A
③ 게이트·소오스 커트오프 전압(핀치 오프전압이라고도 하는데, $V_{DS}=15V$, $I_D=0.1\mu A$ 때의 게이트·소오스간 전압)	V_{GSC} (핀치오프 전압 때는 V_P)	−0.4V	—	−5.0V
④ 드레인 전류($V_{DS}=15V$, $V_{GS}=0$일 때의 드레인 전류)	I_{DSS}	0.3mA	—	6.5mA
⑤ 순전달 어드미턴스(상호 콘덕턴스라고도 하며, $V_{DS}=15V$, $V_{GS}=0$, f=1kHz때의 값)	y_{fs} 또는 g_m	1.0m℧	—	—
⑥ 입력용량(소오스 접지, $V_{DS}=15V$, $V_{GS}=0$, f=1MHz 때의 입력용량)	C_{iss}	—	6.7pF	—
⑦ 역전달용량(위와 같은 조건하에서 게이트·드레인간 용량)	C_{rss}	—	1.6pF	—

(주) 2SK40은 전기적 특성(표 2)의 ④항 I_{DSS}의 값에 따라 다음과 같은 분류기호가 있다
Ⓐ 0.3~0.8mA, Ⓑ 0.6~1.4mA, Ⓒ 1.2~3.0mA, Ⓓ 2.6~6.5mA,
본 라디오에 사용한 것은 Ⓓ이다

〔표 3〕

2SC1000의 최대정격 $T_a=25°C$		
항 목	기 호	최 대 값
컬렉터·베이스간 전압(이미터 개방으로 컬렉터·베이스간에 걸 수 있는 전압)	V_{CBO}	55V
컬렉터·이미터간 전압(베이스 개방으로 컬렉터·이미터간에 걸 수 있는 전압)	V_{CEO}	50V
이미터·베이스간 전압(컬렉터 개방으로 이미터·베이스간에 걸 수 있는 전압)	V_{EBO}	5V
컬렉터 전류	I_C	100mA
컬렉터 손실(컬렉터·이미터간 전압×컬렉터 전류)	P_C	200mW
접합부 온도	T_j	125°C
보존 온도	T_{stg}	−55~125°C

〔표 4〕

2SC1000의 전기적특성 $T_a=25°C$				
항 목	기 호	최 소	표 준	최 대
컬렉터 차단전류($V_{CB}=18V$, $I_E=0$)	I_{CBO}	—	—	0.1μA
이미터 차단전류($V_{EB}=5V$, $I_C=0$)	I_{EBO}	—	—	0.1μA
직류전류증폭률($V_{CE}=6V$, $I_C=2mA$)	h_{FE}	200	—	700
컬렉터·이미터간 포화전압($I_B=10mA$, $I_C=100mA$)	$V_{CE(sat)}$	—	—	0.6V
베이스·이미터간 전압($V_{CE}=1V$, $I_C=100mA$)	V_{BE}	—	0.7V	1.0V
트랜지션 주파수($V_{CE}=6V$, $I_C=1mA$로 $h_{fe}=1$이 되는 주파수)	f_T	—	80MHz	

(주) 2SC1000은 직류전류 증폭률 h_{FE}에 따라 다음과 같이 분류되어 있다

2SC1000 GR (green의 준말)

$h_{FE}=200\sim400$

2SC1000 BL (blue의 준말)

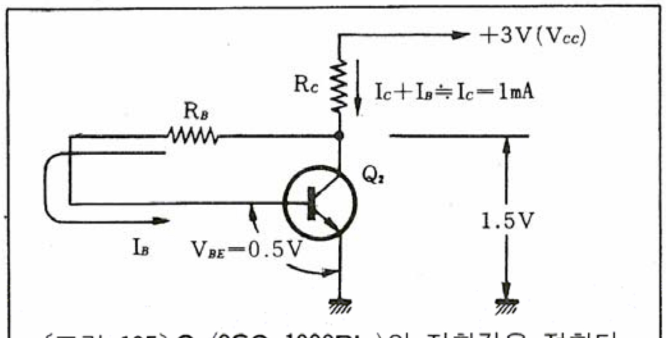
$h_{FE}=350\sim700$

본 라디오에 사용한 것은 BL급이다. 그리고 2SC1000의 h 파라미터를 〔표 5〕에 보였다

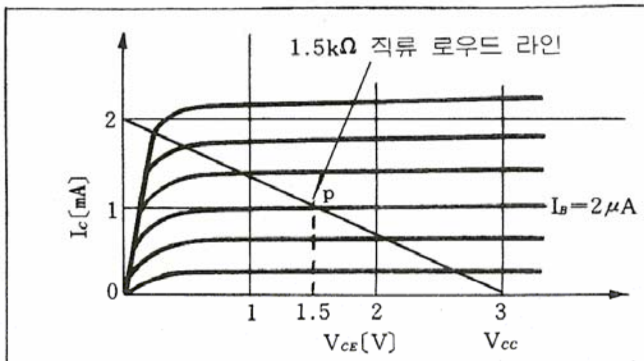
〔표 5〕

2SC1000 BL (괄호 속은 GR) 이미터 접지 때 h파라미터	
입력 임피이던스(출력단락)	h_{ie} ……15kΩ (7.5)
전압궤환률(입력개방)	h_{re} ……13×10^{-5} (6.2×10^{-5})
전류증폭률(출력단락)	h_{fe} ……530 (280)
출력 어드미턴스(입력개방)	h_{oe} ……13μ℧ (6.4)

(주) 다만 $V_{CE}=6V$, $I_E=-1mA$, $f=270Hz$, $T_a=25°C$ 때의 값



〔그림 105〕 Q_2(2SC 1000BL)의 저항값을 정한다



〔그림 106〕 $V_{CE}-I_C$ 커어브상에 로우드 라인을 그린다

8·6 각부 회로의 설계

사용 FET, 트랜지스터가 결정되었으니 각부의 회로 설계로 옮아간다.

(1) 2SC1000의 회로

2SC1000은 회로를 간단히 만들 수 있고 또 안정된 자기 바이어스형으로 한다. 〔그림 105〕를 보자. 전원전압 V_{CC}는 3V이므로 2SC1000의 무신호 때의 컬렉터·이미터간 전압은 A급 동작의 필요상 $V_{CC}/2=3V/2=1.5V$가 된다. 컬렉터 전류 I_C는 1mA로 하면 컬렉터 부하저항 R_C는 오옴의 법칙을 이용하여

$$R_C=\frac{V_{CC}/2}{I_C}=\frac{1.5V}{1mA}=1.5k\Omega$$

으로 구해진다. 엄밀히 생각하면 〔그림 105〕와 같이 R_C에는 컬렉터 전류 I_C와 베이스 전류의 I_B가함께 흐르지만 I_B는 I_C에 비해서 훨씬 작기 때문에 I_B는 생략해도 된다.

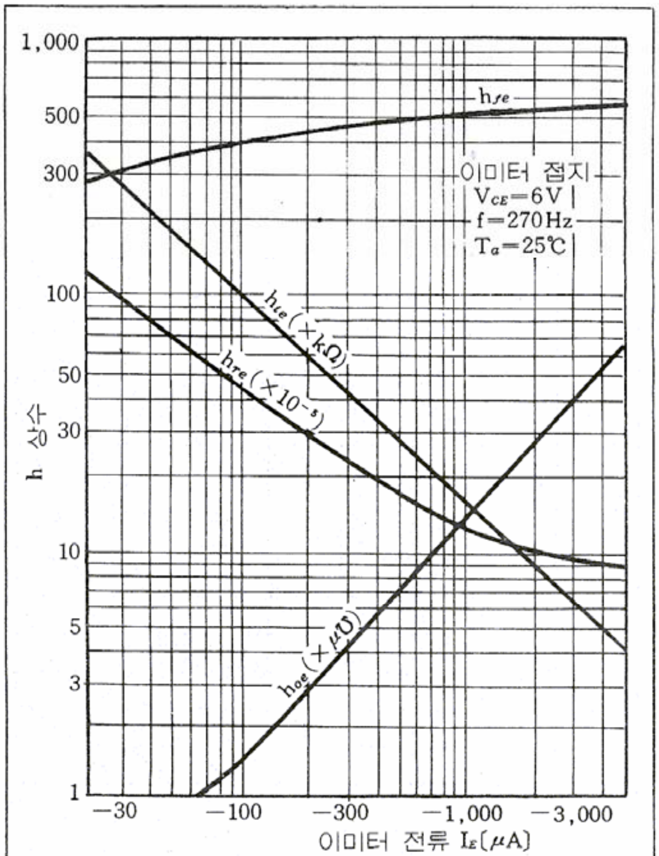
2SC1000을 $I_C=1mA$로 사용할 때의 베이스·이미터간 전압 V_{BE}는 거의 0.5V이므로 〔그림 105〕에서 알 수 있는 바와 같이, R_B의 양끝에 걸리는 전압은 $1.5V-0.5V=1V$이다. 2SC1000BL의 직류 전류 증폭률은 350~700 사이에 흩어져 있는데, $h_{FE}=500$으로 하면 필요한 베이스 전류 I_B는

$$I_B=\frac{I_C}{h_{FE}}=\frac{1mA}{500}=2\mu A$$

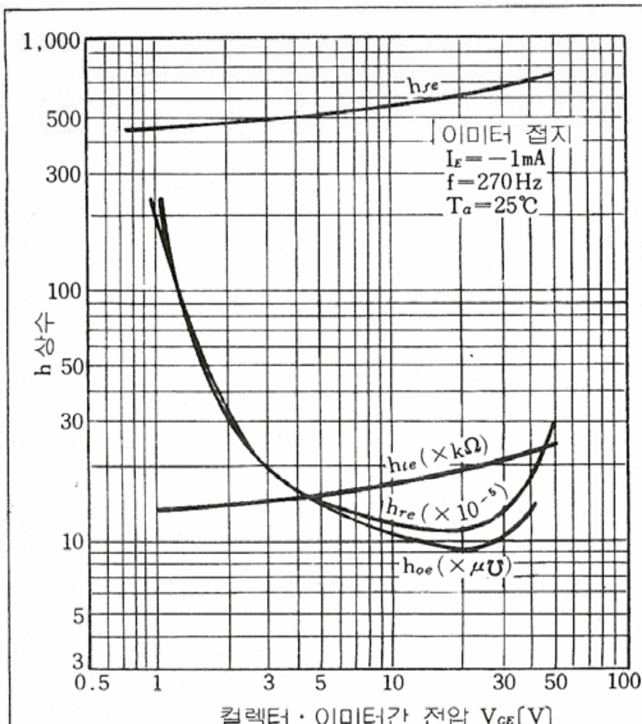
이다. R_B는 오옴의 법칙에 의하여 $1V\div2\mu A=500k\Omega$이 된다. 〔그림 106〕에 2SC1000의 직류 로우드 라인을 보였다. 〔그림 107〕과 〔그림 108〕은 2SC1000의 h파라미터와 I_E, V_{CE}의 관계를 나타내는 특성곡선이다.

(2) 2SK40의 회로부

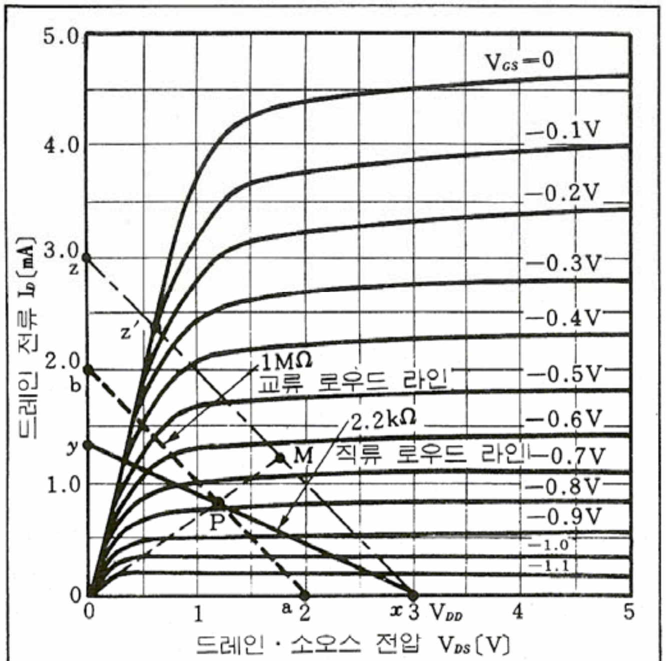
〔그림 109〕는 2SK40 Ⓓ의 $V_{DS}-I_D$특성이다. 2SK40의 소오스·어어드간 저항을 R_S, 드레인 저항을 R_D라 하면 직류 로우드는 R_S+R_D로서 $R_S=$



〔그림 107〕 2SC1000의 h파라미터$-I_E$ 특성



〔그림 108〕 2SC1000의 h파라미터$-V_{CE}$ 특성



〔그림 109〕 2SK40 Ⓓ 소오스 접지 출력 정특성

1KΩ, $R_D=1.2K\Omega$인 경우 $R_S+R_D=2.2K\Omega$이 된다. 전원전압 V_{DD}는 3V이므로 V_{DS}축상 3V의 점x를 3V÷2.2kΩ=1.35mA의 점y를 I_D축상에 취하고, 직선 $\overline{xy}$를 그으면 이것이 직류 로우드 라인이다.

교류 로우드 라인은 〔그림 104〕(a)에서 알 수 있는 바와 같이 R_D와 $R_i=h_{ie}/2$의 병렬저항이다. 위에 말한 바와 같이 $R_D=1.2k\Omega$으로 하고, **2SC1000BL**의 h_{ie}는 〔그림 107〕과 〔그림 108〕을 참조하여 14kΩ으로 하면 $R_i=h_{ie}/2=14k\Omega\div2=7k\Omega$이므로 교류 로우드는

$$\frac{R_i\times R_D}{R_i+R_D}=\frac{7\times1.2}{7+1.2}=\frac{8\cdot4}{8\cdot2}\div1k\Omega$$

이 된다. 〔그림 109〕에 있어서 V_{DS}=3V인 점x, I_D축상에 3V÷1kΩ=3mA인 점 z를 취하고 직선 $\overline{xz}$를 긋는다. $\overline{xy}$와 $V_{GS}=0$인 특성곡선과의 교점을 z'라 하고, $\overline{xz'}$의 중점 M과 원점 O를 잇는 점선 $\overline{MO}$와 직류 로우드 라인 $\overline{xy}$와의 교점 P가 동작점이다.

P를 통하여 $\overline{xy}$에 평행의 굵은 점선 $\overline{ab}$를 그으면 이것이 교류 로우드 라인이 된다. P점의 V_{DS}는 거의 1.2V, I_D=0.8mA, V_{GS}=−0.8V가 된다. 따라서 $-V_{GS}=R_S\times I_D=1k\Omega\times0.8mA=0.8V$의 조건이 충족된다.

매우 스무우드하게 설계가 진행되었지만 FET의 회로는 소오스 저항 R_S가 직류 로우드 라인에 관계되고, 다시 $R_S\times I_D$가 V_{GS}를 정하기 때문에 트랜지스터에 비해서 어렵고 어느 정도 조정이 필요하다.

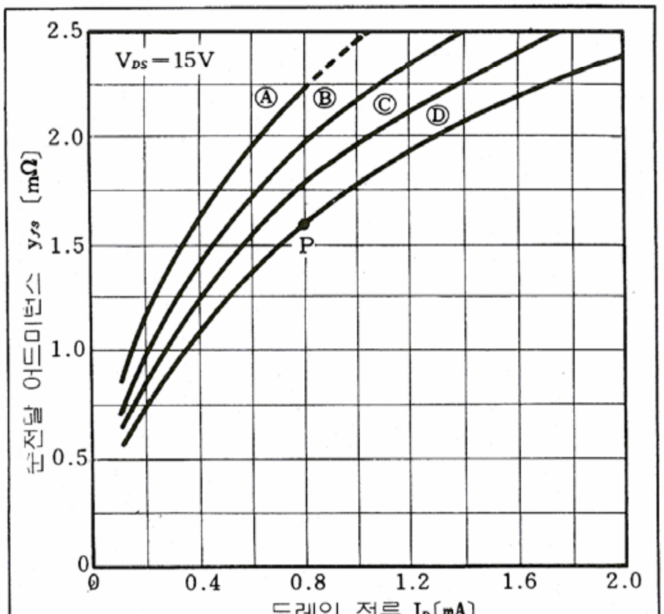
동작점 P에서의 순전달 어드미턴스 $|y_{fs}|$ (상호 콘덕턴스 g_m)는 〔그림 110〕의 특성곡선 Ⓓ를 보면 거의 1.6m℧이다. **8·4**의 (7)식을 사용한 게인(G_1, G_2, G) 계산례는 모두 위에 적은 저항, 상수를 사용했기 때문에 그대로 실제 회로의 게인을 준다. 〔그림 111〕은 2SK40의 $V_{GS}-I_D$ 특성으로서 P가 동작점이다.

(3) 동조검파부

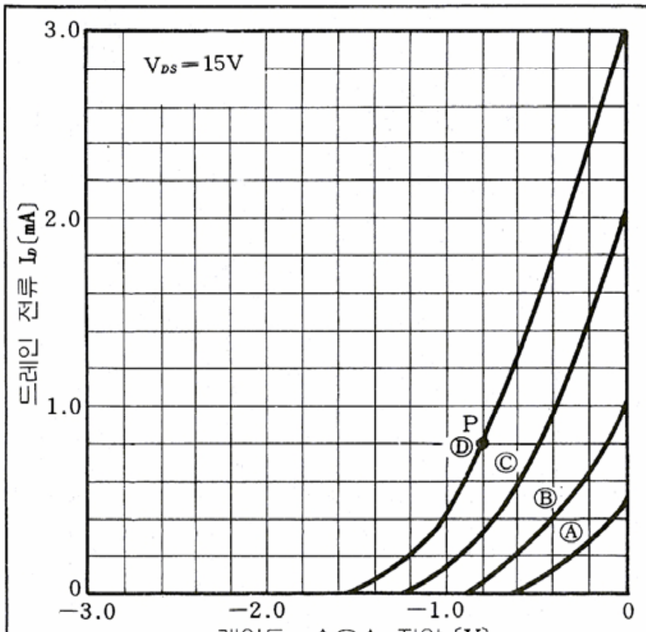
폴리바리콘과 동조 코일은 **8·3**에서 서술한 290pF, 300μH를 사용한다.

코일에는 중간 탭이 있는 코일과 없는 코일의 두가지가 감겨 있지만, 사용하는 것은 중간 탭이 있는 것이다. 나머지 코일은 아무것도 접속하지 않고 개방해 둔다. 또 중간 탭도 사용하지 않는다.

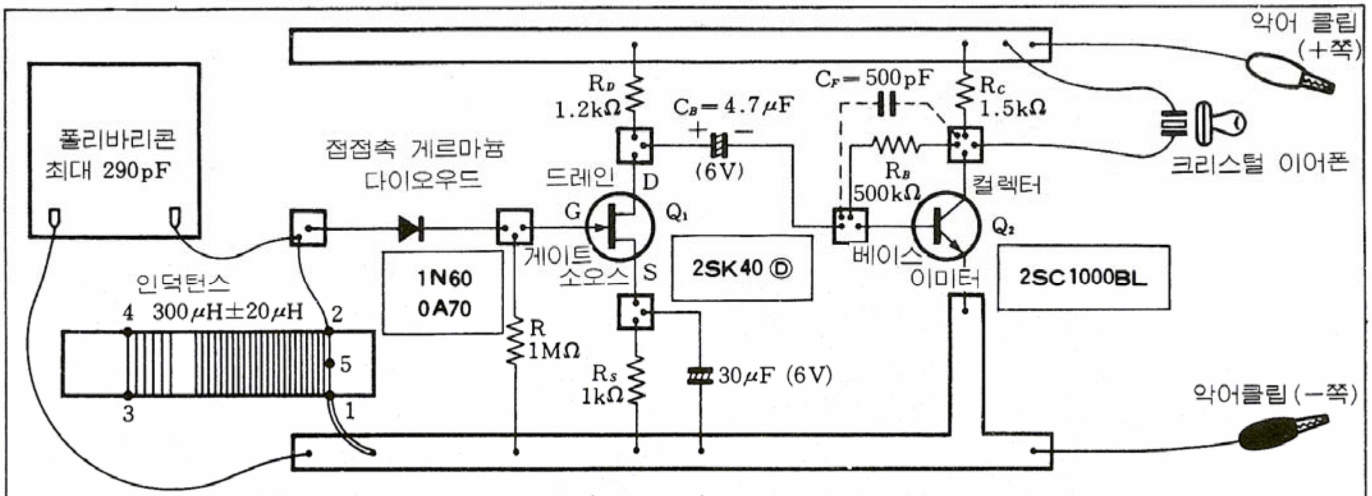
점접촉형 게르마늄 다이오우드는 **1N60**, **OA70**, **SD34**, **SD46** 등이 있다. 다이오우드의 부하저항은 1MΩ으로 한다.



〔그림 110〕 2SK40 순전달 어드미턴스 대 드레인 전류특성



〔그림 111〕 2SK40 소오스 접지 전달 정 특성



〔그림 112〕 전체 배선도

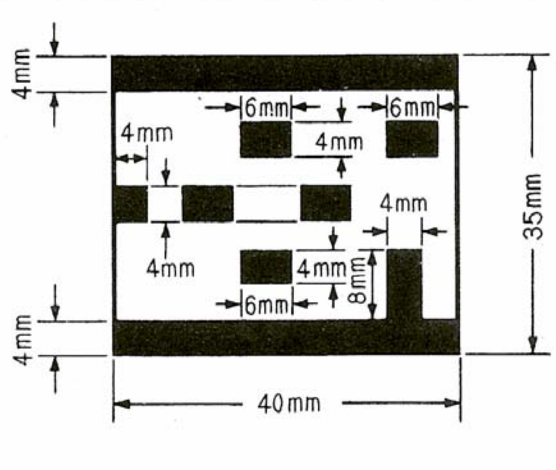
8·7 제작의 실제

우선 첫째로 프린트 기판을 만든다. 적층판은 베이클라이트, 종이 에폭시, 에폭시의 3종류가 있지만 베이클라이트면 충분하다.

전체의 배선도를 〔그림 112〕와 같이 정연하게, 그리고 부품과 부품을 접속하는 부분은 4각으로 구분해서 에워싼다. 또 +3V의 전원 라인, 어어드 라인은 가느다란 밴드형으로 한다. 이 구획과 밴드의 부분이 동박이 되는 것이다.

동박을 만드는데, 종이를 오려내어 도료를 바르고 내식 레지스트로 하는 방법과, 테이프를 붙이는 방법의 2가지가 쓰이지만 나는 테이프식을 권한다.

테이프는 레지스트용으로서 여러가지 폭이 시판되고 있지만 입수하기 어려울 경우에는 약간 공작하기 어렵지만, 셀로판테이프나 스카치테이프, 또는 비닐의 절연테이프라도 된다. 비닐 절연 테이프는 접착력이 강한 것을 사용하기 바란다. 셀로판테이프는 투명해서 좀 보기 싫은 결점은 있지만 꽤 좋은 레지스트이다.



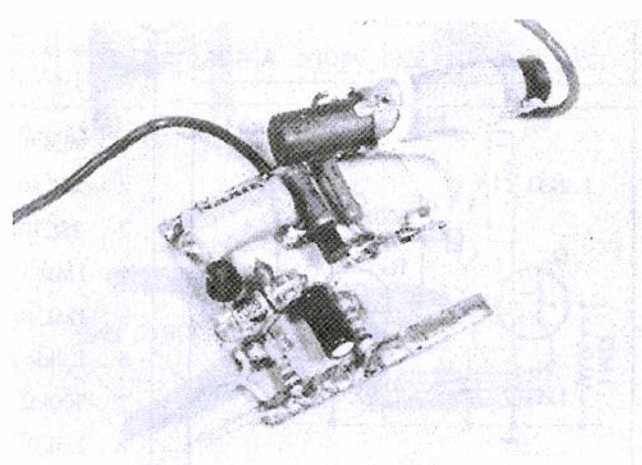
〔그림 113〕 프린트 기판 제작도

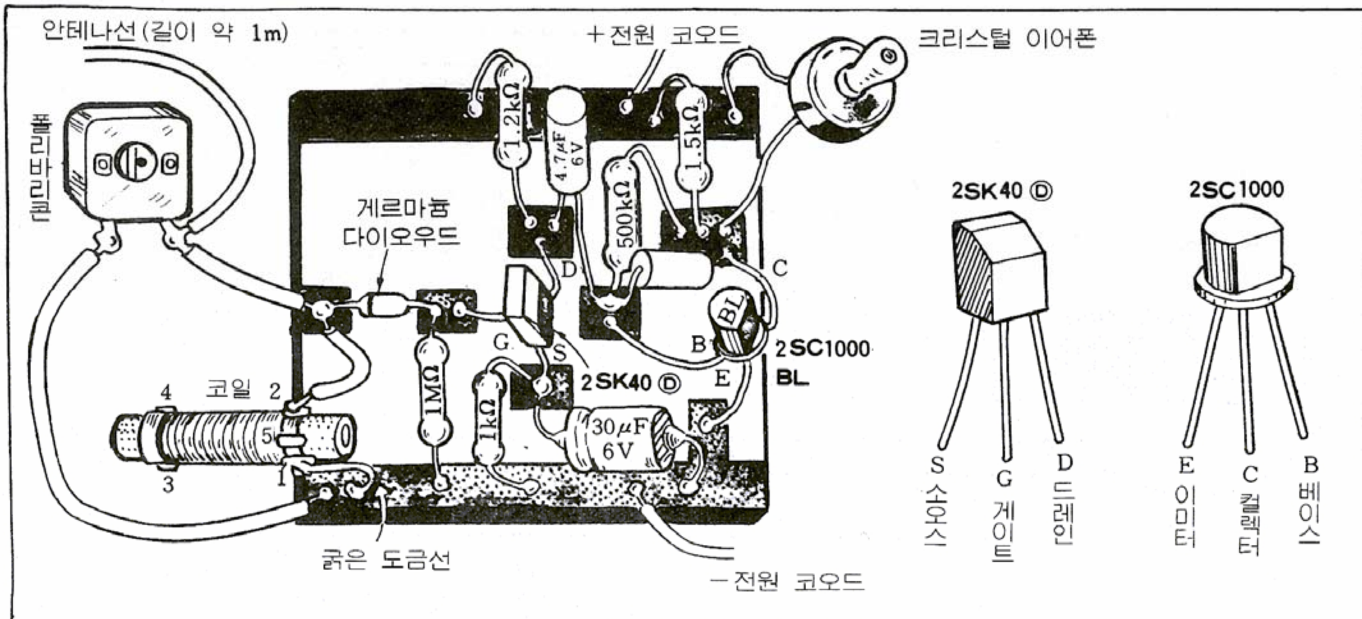
〔그림 113〕은 필자가 만든 프린트 기판의 치수도이다. 검게 칠한 부분에, 레지스트테이프를 남기지만, 테이프를 붙이기 전에 기판의 동박면을 연마분이나 정화제 또는 부드러운 사포로 잘 닦아 둔다. 때가 붙어 있으면 그것이 레지스트가 되고 부식한 다음에 필요 없는 동박이 남기 때문이다. 기판의 절단은 쇠톱는 톱의 날로 한다.

에칭(부식)액은 염화제2철을 사용한다. 온도가 높은 곳에서 때때로 흔들어 부식하면 빨리 에칭이 된다. 부식 용기는 플라스틱의 상자(명함통)가 좋다.

에칭이 끝나면 에칭액을 보존하고, 기판과 용기를 물로 잘 씻는다. 에칭액은 몇번이나 쓸 수 있고, 나중에 서술하는 자작 전지의 전해액으로서 이용할 수 있으므로 버리지 않기 바란다.

부식이 끝난 기판은 빨리 말려서 레지스트 테이프를 벗긴다. 테이프를 벗긴 후는 접착제가 붙어 있으므로 사포질을 하여 광택을 낸 다음 이내 납도금을 한다. 동박면은 녹슬기 쉽고 또 흠이 생기거나 때가 붙으면 접촉 불량이나 납땜 불량의 원인이 되기 때문이다. 납도금은 납땜인두와 실납을 사용하여 보통 납땜하는 요령으로 한다.


FET 라디오의 기판



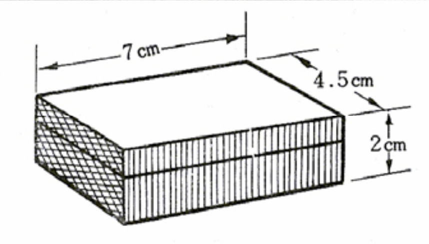
〔그림 114〕 실체배선도

그리고 필자는 프린트기판의 구멍 뚫기는 하지 않는다. 박이 있는 면에 부품을 붙여 나간다. 이 방식은

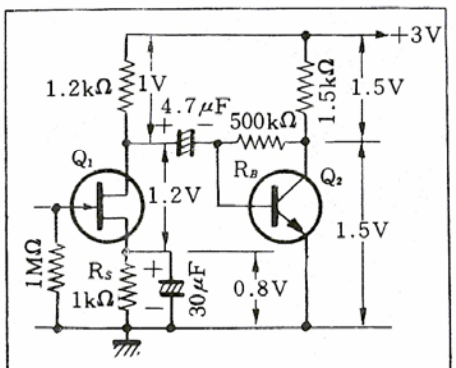
(1) 구멍 뚫기의 수고와 공구가 절약된다.
(2) 회로도대로 조립 배선을 할 수 있고 틀림이 없다.
(3) 부품의 교환이 용이하고 동박이나 부품을 손상시키지 않는다.

이런 잇점이 있다.

〔그림 114〕의 실체배선도를 참고하기 바란다. 코어가 붙은 코일은 어어드쪽을 굵은 도금선으로 기판에 확고히 고정시킨다. 전해 콘덴서의 내압은 6V 이상이면 되고, 6.3V, 10V, 16V라도 된다.



〔그림 115〕 라디오의 케이스 치수도



〔그림 116〕 각부의 전압 배분

〔그림 115〕는 사용한 케이스이다. 시판되는 것으로서 투명 아크릴제이다. 구멍 뚫는 드릴은 필요가 없고 불에 달군 철사나 송곳으로 뚫는다. 뚫는 구멍은 폴리바리콘 고정용과 코오드, 안테나선을 빼내기 위한 것이다.

8·8 만든 후의 검사

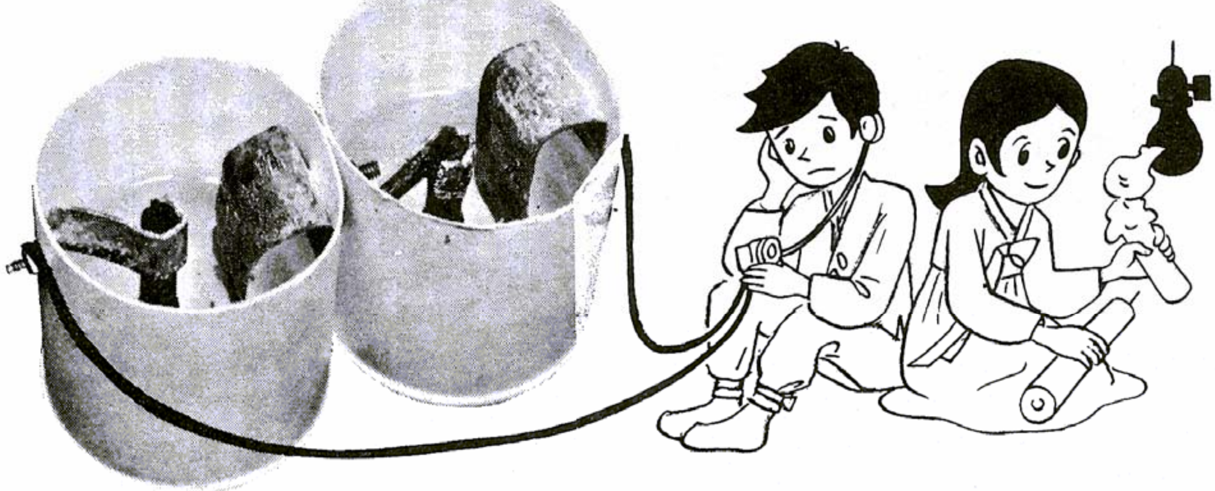
테스터를 가지고 있는 사람은 완성한 후에 라디오의 각 부분의 전압을 체크하기 바란다. 〔그림 116〕과 같이, 혹은 그에 가까운 전압이면 된다. 대폭으로 벗어나 있으면 다음과 같이 하여 조정한다.

(1) Q_1(2SK40 Ⓓ)의 V_{DS}가 1.2V보다 크면 소오스 저항 R_S를 작게 한다.
(2) Q_1의 V_{DS}가 1.2V보다 작으면 R_S를 크게 한다.
(3) Q_2(2SC1000BL)의 V_{CE}가 1.5V보다 크면 베이스 바이어스 저항 R_B를 작게 한다.
(4) Q_2의 V_{CE}가 1.5V보다 작으면 R_B를 크게 한다.

FET 라디오 부품 일람표

1. 게르마늄 다이오우드 ……… 1	10. 동조코일(300μH) ……… 1
2. 2SK40 Ⓓ ……… 1	11. 500pF콘덴서 ……… 1
3. 2SC1000BL ……… 1	12. 4.7μF콘덴서(6V) ……… 1
4. 1MΩ 저항 ……… 1 (1/8 W)	13. 30μF콘덴서(6V) ……… 1
5. 1kΩ 저항 ……… 1 (1/8 W)	14. 크리스털 이어폰 ……… 1
6. 1.2kΩ 저항 ……… 1 (1/8 W)	15. 프린트 적층판4×3.5cm
7. 500kΩ 저항 ……… 1 (1/8 W)	16. 케이스 7×4.5×2cm
8. 1.5kΩ 저항 ……… 1 (1/8 W)	17. 코오드, 악어 클립×2
9. 폴리바리콘(290pF) ……… 1	

9 재해가 닥쳐와도 염려없다! 폐물을 이용한 자작 전지로 라디오를 듣자



9·1 전지를 사용하고 나면

용의 주도한 사람은 화재라든가 태풍 등의 재해에 대비하여 전지를 준비해 놓고 있을지도 모른다. 그러나 중요한 전지를 다 써 버렸으면 어떻게 하나?

이와 같은 경우, 자신의 힘으로 전지를 만들 수 있다면 얼마나 마음 든든할 것인가. 재료는 모두 폐물로서,

(1) 못쓰게 된 헌 전지(DM이나 CM이 좋다)

(2) 프린트 기판의 제작에 사용한 에칭용의 염화제 2 철(몇번이나 부식에 사용한 것이라도 좋다)

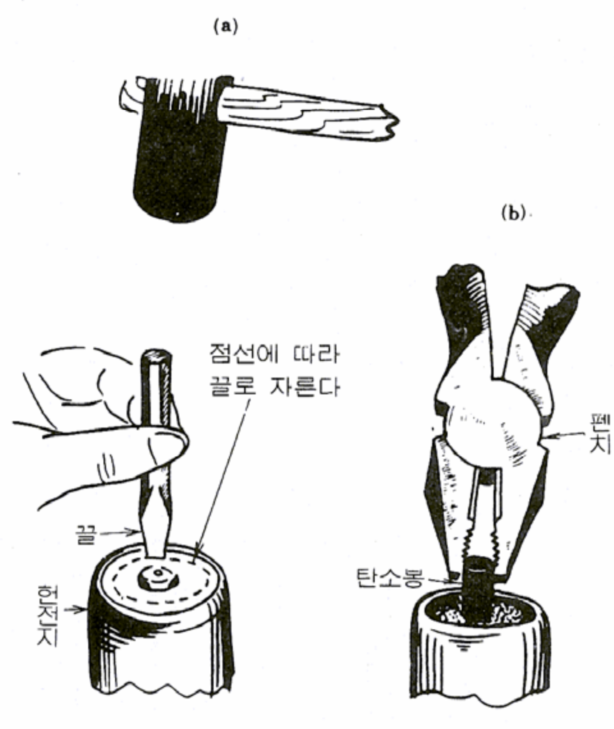
(3) 화장품이나 의약품의 플라스틱 케이스가 있으면 충분하다.

그럼 곧 전지를 자작 해 보자.

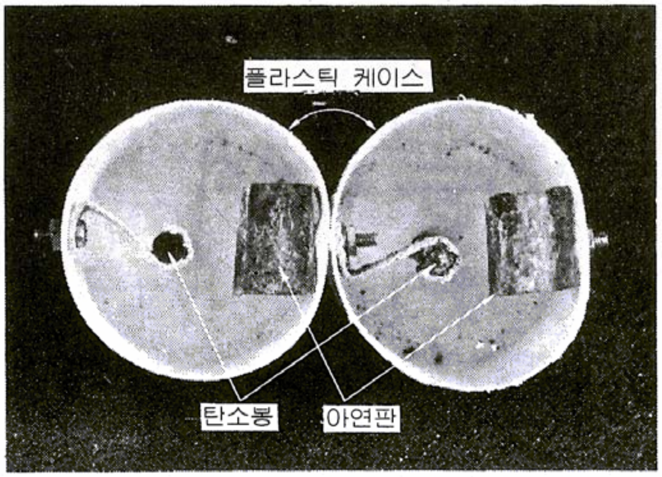
9·2 헌 전지를 분해하는 방법

전지를 만들 경우에 맨먼저 필요한 것은 양극과 음극이다. 동판과 아연판, 또는 동판과 알루미늄판이라도 전극이 되지만, 여러가지로 테스트해 본바 건전지의 탄소봉과 아연판이 성능적으로 우수한 것 같았다.

DM 또는 CM의 헌 전지를 분해하면 쉽게 탄소봉과 아연판을 얻을 수 있다. 다만 바깥쪽 케이스까지 너덜너덜해진 것은 탄소봉은 뺄 수 있지만 아연판은 좀 무리일 것이다. 또 AAM과 같이 작은 전지는 전극도 작은 것 밖에 낼 수 없으므로 권할 수 없다.



〔그림 117〕 헌전지를 분해하는 요령



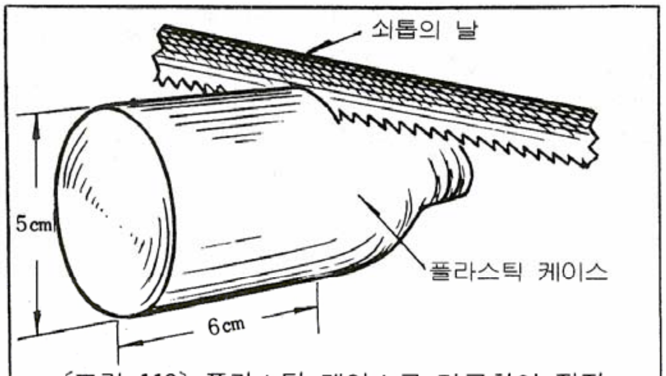
자작한 전지를 바로 위에서 본 것

전지를 분해하는 요령을 〔그림 117〕에 보였다. 먼저 〔그림 117〕(a)를 보자. 전지의 위쪽 금속 뚜껑을 끌로 원주 모양으로 베면 뚜껑이 뚝 떨어진다.

이어서 (b)와 같이 탄소봉의 머리를 펜치로 집어서 빼어 낸다. 탄소봉의 머리를 찌부러뜨리거나 부러뜨리지 않도록 한다. 탄소봉이 빠졌으면 내부에 들어 있는 약품을 파낸다. 어느 정도 속이 비게 되면 그림 (c)와 같이 판금가위로 깡통을 자른다. 깡통은 이중으로 되어 있고, 안쪽이 아연판이다. 아연판을 떼어 낸 다음 물에 넣어 솔로 깨끗이 씻는다.

9·3 전지 만드는 법

용기는 화장품이나 의약품이 들었던 플라스틱 케이스의 폐물을 이용한다. 치수는 지름 5cm, 어깨 높이 6cm 정도가 적당할 것이다. 필자는 옥시풀이 들었던 플라스틱 케이스를 사용했다. 〔그림 118〕은 쇠톱의 날을 가지고 어깨 윗부분을 자르고 있는데, 윗 부분은 깔때기가 된다.



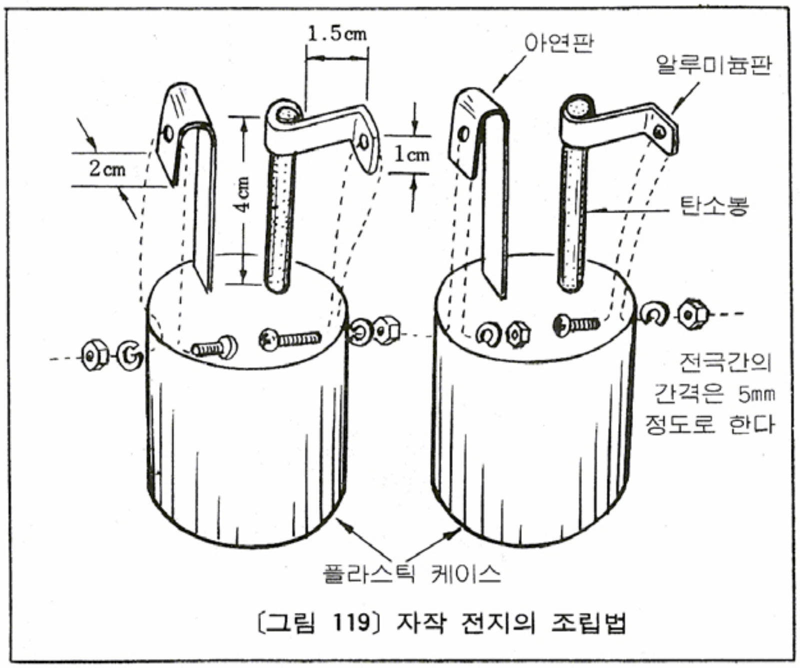
〔그림 118〕 플라스틱 케이스를 가공하여 전지 용기를 만든다

〔그림 119〕는 전지의 조립도이다. 플라스틱 케이스는 얇은 것은 송곳으로 구멍을 뚫을 수 있다. 아연판도 송곳으로 뚫을 수 있지만 물러서 잘 굽어지므로 주의해야 한다.

탄소봉은 1mm 두께의 알루미늄판으로 꼭 끼워 넣는다. 아연판의 표면이 녹슬어 있으면 사포로 문질러 광을 낸다.

전해액으로는 프린트 기판 에칭용의 염화제2철을 사용한다. 새 액이 아닌 것이라도 된다. 이것을 3배 정도로 물을 타서 묽혀 전지 내에 넣으면 1개당 1.2V, 2개 직렬로 한 〔그림 119〕의 경우는 2.4V의 전압을 얻을 수 있고, 8장에서 만든 2석 라디오를 울릴 수 있다.

전해액으로서 식초라든가 염수를 사용하면, 라디오를 접속하지 않을 경우, 식초로 1.6V, 염수로 1V 정도의 전압(2개 직렬로)이 나오지만 전지의 내부저항이 높기 때문에 라디오를 접속하면 0.6V로 전압이 드롭하여 수신은 불가능하다. 염화제2철의 경우는 라디오를 접속해도 접속하지 않아도 전압은 거의 달라지지 않는다.

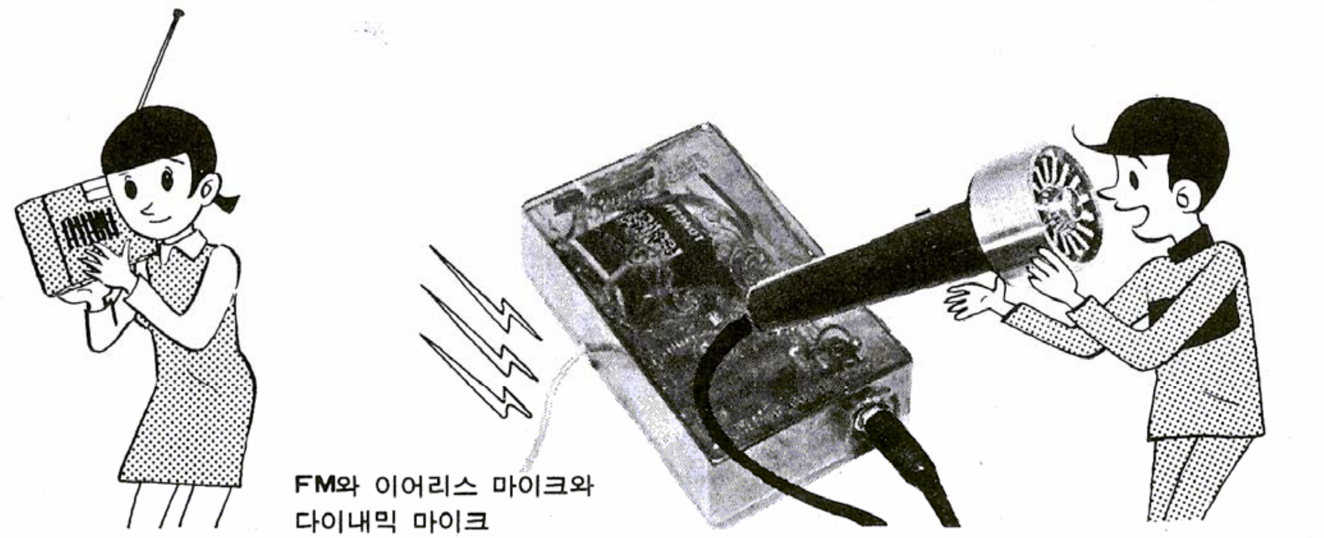


〔그림 119〕 자작 전지의 조립법

다만, 아연판이 염화제2철에 의하여 부식됨에 따라 표면이 화합물로 덮여 전압이 서서히 내려간다. 이 현상을 방지하자면 때때로 아연판의 표면을 소독저 같은 것으로 문질러 부착물을 떼어버리면 된다.

염산이나 소산, 황산을 전해액으로 하는 것은 위험하므로 피하기 바란다. 그리고 여기서만 하는 이야기지만, 사람이 매일 배설하는 황금수로도 발전이 된다. 그러나 전압은 염수와 같은 정도여서 실용성이 없다. 여러분의 것은 특별제니까 그렇지 않을지 모르지만……(!?).

10 FM 라디오를 들을 수 있는 2석 FM식 와이어리스 마이크



10·1 FM 와이어리스 마이크의 원리

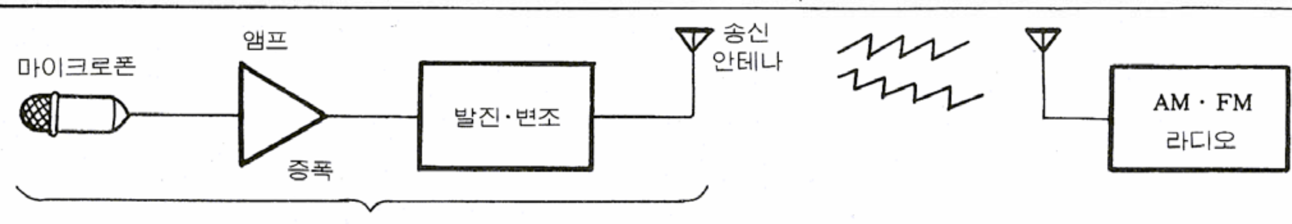
와이어리스 마이크라 하면 마치 마이크의 특수한 것 같이 느껴지는데, 훌륭한 이동방송국이다. 〔그림 120〕은 와이어리스 마이크의 시스템을 보였다. 마이크로폰의 출력을 앰프로 증폭하고, 발진회로의 발진전압을 진폭 또는 주파수변조하여 송신 안테나에서 전파로서 내보낸다.

수신은 진폭변조의 경우가 AM 라디오, 주파수변조에서는 FM 라디오를 사용한다. 와이어리스 마이크의 발진 주파수를 잘 선택하면 시중의 AM, FM 라디오면 충분하다.

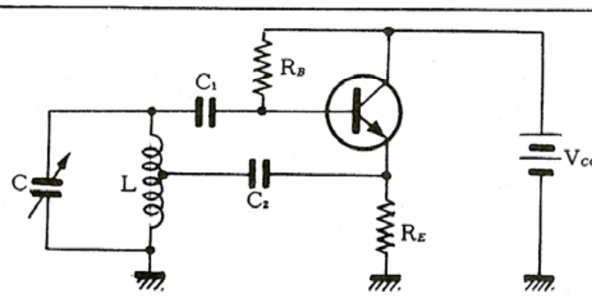
실제 와이어리스 마이크에서는 변조하기 쉬운 주파수 변조가 사용되고 따라서 수신기는 FM 라디오가 된다. 발진 주파수는 보통 90 MHz 전후이고, FM 방송의 주파수에서 벗어난 곳으로 택한다.

〔그림 121〕 (a)는 하아틀리이 발진회로인데, 발진 주파수는 콘덴서 C와 코일 L에 따라 정해진다. 따라서 콘덴서 C의 용량을 마이크로폰 출력전압에 의하여 바꾸어 주면 음성에 의한 주파수변조를 할 수 있다. 이 목적을 위해서 2·5에서 설명한 가변용량 다이오우드가 이용된다.

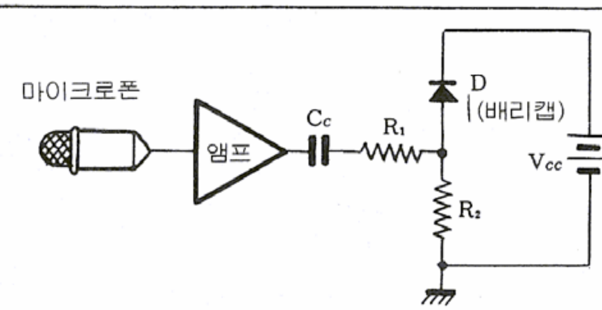
가변용량 다이오우드는 배리캡(상품명)이라고도 한다. 전압에 따라 용량이 변화하는 다이오우드이



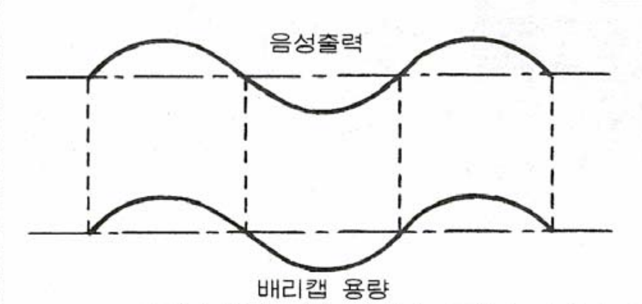
〔그림 120〕 와이어리스 마이크의 시스템



〔그림 121〕(a) 하아틀리이 발진회로의 발진 주파수를 바꾸려면



〔그림 121〕(b) 앰프 출력을 배리캡 D에 준다



〔그림 122〕 음성출력에 따라 배리캡 용량이 달라진다

므로 가변용량 다이오우드라는 이름이 붙은 것이다.

〔그림 121〕(b)는 앰프의 출력으로 배리캡 D의 용량을 변화시키는 회로이다. 배리캡 D에는 저항 R_2를 통하여 역방향 바이어스 전압 V_{CC}가 걸려 있다.

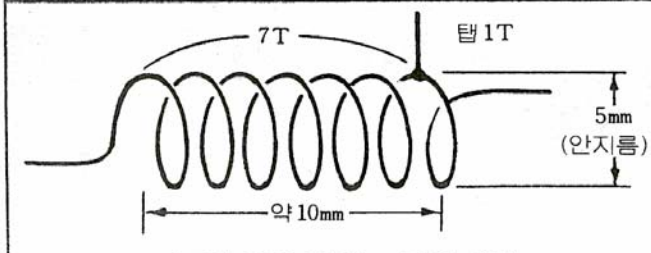
한편, 마이크로폰의 출력은 앰프로 증폭되고, 결합 콘덴서 C_C와 저항 R_1을 통하여 배리캡 D에 줄 수 있다. 배리캡은 애노우드·캐도우드간의 역방향 전압이 감소하면 콘덴서 용량이 증가하고, 역방향 전압이 증가하면 콘덴서 용량은 감소되기 때문에 음성출력에 대한 배리캡 용량의 변화는 〔그림 122〕와 같이 되어 음성출력 전압의 변화가 콘덴서 용량변화로 대치되었음을 알 수 있다.

배리캡 D를 〔그림 121〕의 콘덴서 C에 병렬로 접속하면 합성된 콘덴서 용량은 음성출력에 따라 달라지고 결과적으로 발진 주파수가 음성에 따라 변조된다.

이 예에서는 하아틀리이 발진회로 (5·31 참조)를 붙였지만, 실용 와이어리스 마이크에서는 코일을 간단히 만들 수 있는 콜피츠 발진회로 (5·31 참조)가 사용된다.

10·2 FM 와이어리스 마이크의 회로

〔그림 123〕은 FM 와이어리스 마이크의 전체 회로도이다. 트랜지스터는 2석, 여기에 배리캡 1석이 반도체의 전부이다. 왼쪽 끝에 있는 것이 다이내믹 마이크로폰으로서, 이 출력이 2SC1000BL로 되는 저주파(음성) 증폭부에 들어간다. 전해 콘덴서 C_m(3.3μF)는 2SC1000의 베이스가 직류적으로 어어드되는 것을 방지하는 동시에 마이크의 교류 출력분만을 통하는 결합 콘덴서이다. C_F(0.001μF)는 발진회로에서 돌아 들어오는 고주파 전압을 제거한다.

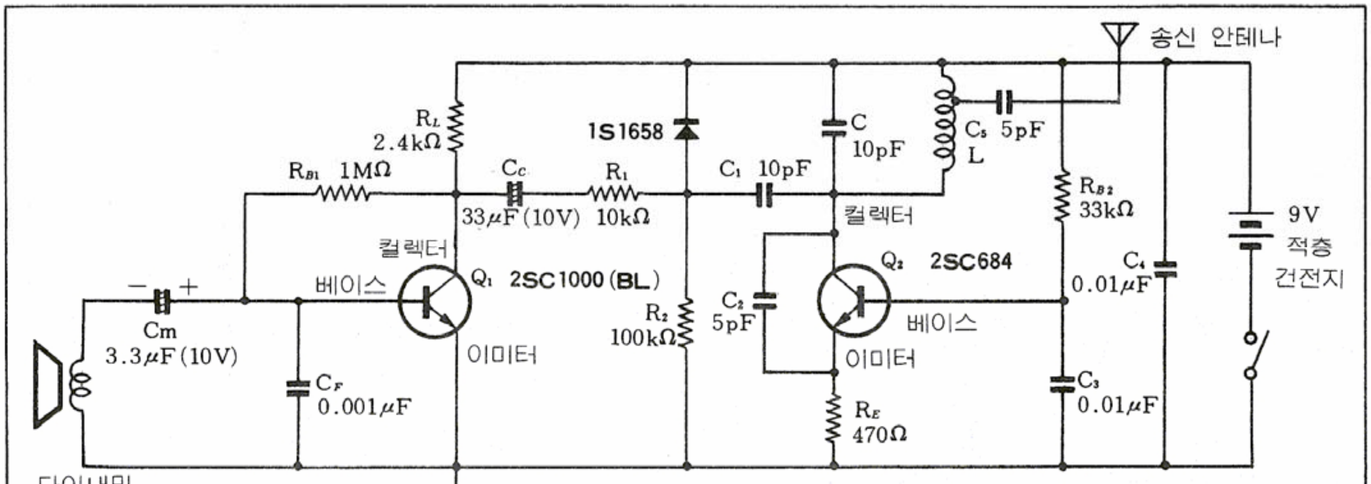


〔그림 124〕 발진 코일의 제작

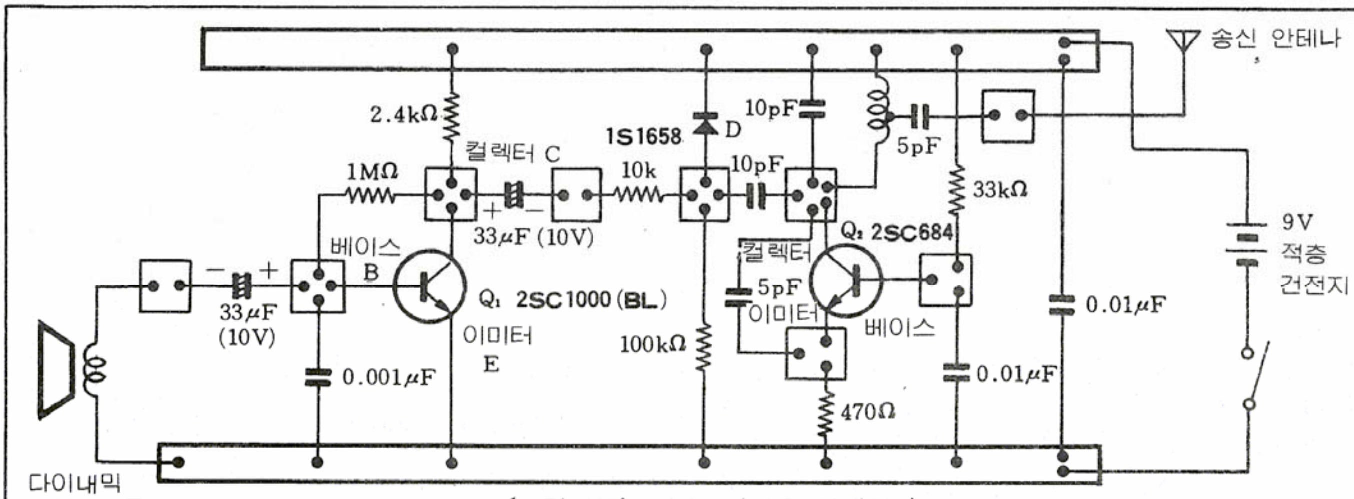
R_{B1}(1MΩ)은 2SC1000의 자기 바이어스 저항으로서, 베이스에 필요한 바이어스 전류를 준다. R_L(2.4kΩ)은 컬렉터 부하저항인데, 여기에 증폭된 음성전압을 발생한다. 이 전압은 결합 콘덴서 C_C(33μF)를 통하여 R_1(10kΩ), R_2(100kΩ)에서 분압되어 배리캡 D(1S1658)에 가해진다. 〔그림 121〕(b)를 참조하기 바란다.

배리캡 D는 직접 발진 콘덴서 C(10pF)에 접속하지 않고 콘덴서 C_1(10pF)을 통하여 연결되어 있다. 이것은 직류적인 전위가 서로 다르기 때문이다.

발진 트랜지스터는 2SC684이다. 2SC684는 UHF 국부발진용의 고주파 특성이 매우 우수한 트랜지스터인데, f_T가 표준으로서 1,100MHz로 되어 있다. 발진회로는 콜피츠형이다. R_E(470Ω)는 2SC684의 이미터를 어어드에서 교류적으로 띄우고, C_3(0.01μF)은 베이스를 교류적으로 어어드하기 위한 것이다. 즉 이 회로는 베이스 접지형으로 되어 있는 것이다.



〔그림 123〕 FM 와이어리스 마이크의 전체 회로도



〔그림 125〕 프린트기판을 설계한다

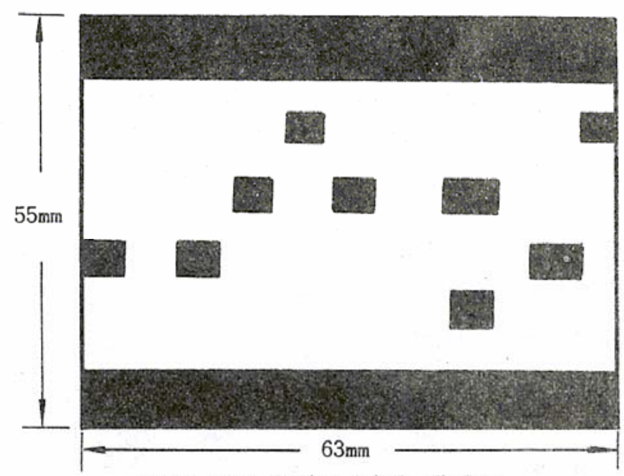
R_{B2} (33kΩ)는 **2SC684**의 베이스 바이어스 저항이다. C_4 (0.01μF)는 전원을 고주파적으로 단락한다. 전원은 9V의 적층 건전지를 사용한다.

송신출력을 코일 L의 중간 탭에서 C_5 (5pF)를 통하여 꺼내고, 송신 안테나에 접속한다. 이상이 FM 와이어리스 마이크의 전회로에 관한 설명이다.

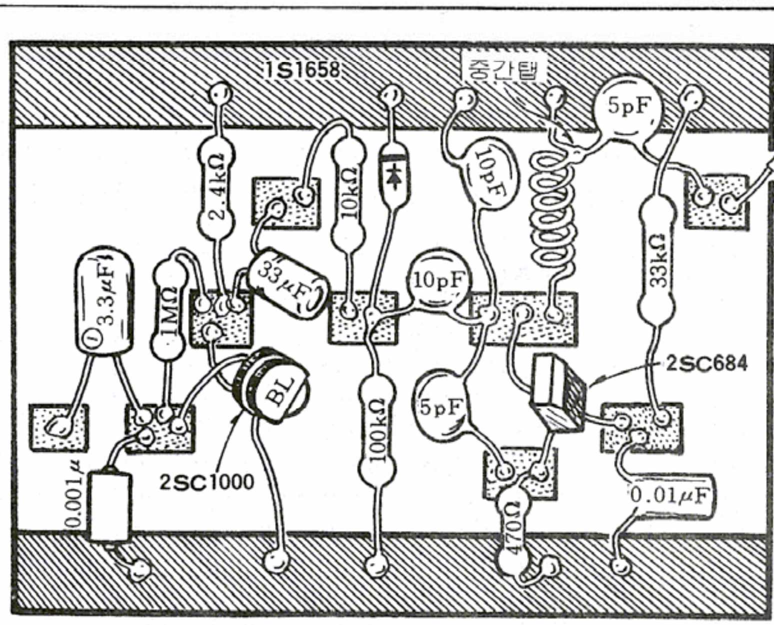
10·3 FM 와이어리스 마이크의 제작

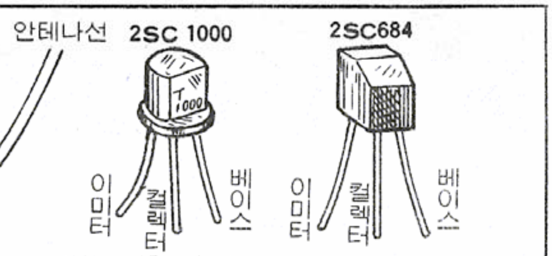
먼저 발진 코일을 만든다. 치수와 감은수는 〔그림 124〕에 보인 것과 같다. 지름 0.5~0.7mm 정도의 도금선을 지름 5mm의 원통(연필 등)에 감되, 감은수는 7회로 한다. 길이는 약10mm (1cm)로서 발진주파수를 바꿀 때 핀셋으로 길게 했다 짧게 했다 하므로 도금선은 그다지 굵지 않은 것이 좋다. 송신 안테나에 접속하는 탭은 1회째 부분에서 꺼낸다. 발진 주파수가 높기 때문에 코일의 감은수가 적어서 제작하기 쉽다.

〔그림 125〕는 프린트 기판의 설계를 위해서 〔그림 123〕을 다시 그린 것이다. 프린트 기판은 와이어리스 마이크를 명함통에 넣기 위해서 〔그림 126〕과 같은 치수로 했다. 〔그림 127〕은 실체배선도인데, 사진을 참고로 하기 바란다.

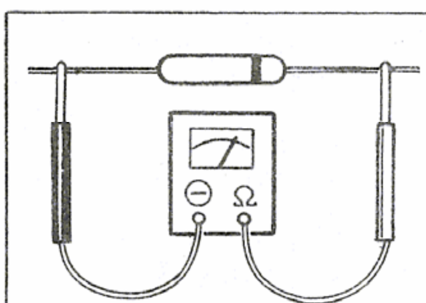


〔그림 126〕 프린트 기판 패턴도

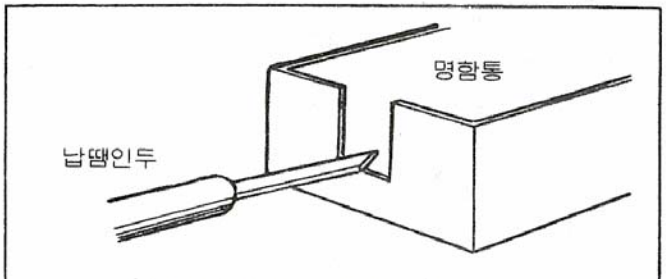




〔그림 127〕 실체배선도



〔그림 128〕 다이오우드의 애노우드 캐도우드 검출법

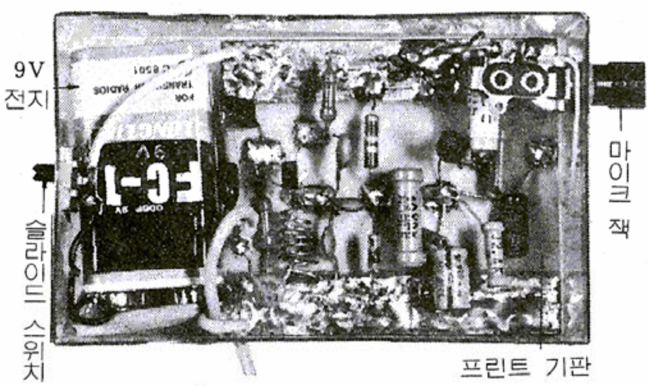


〔그림 129〕 명함 케이스의 가공법

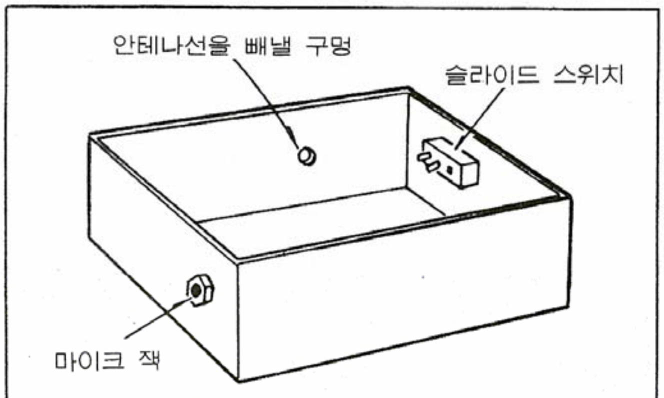
배리캡 1S1658의 애노우드와 캐도우드를 알지 못할 때는 〔그림 128〕과 같이 테스터를 Ω레인지로 하여 판정한다. 테스터는 Ω레인지로 할 때 ⊖쪽에 플러스 전압이 나오고, Ω쪽(⊕쪽)에 마이너스 전압이 나온다. 따라서 테스트봉을 〔그림 128〕과 같이 대어 바늘이 움직이면 왼쪽이 애노우드이고 오른쪽이 캐도우드이다. 바늘이 움직이지 않으면 그와 반대이다.

명함통은 깨지기 쉬운 플라스틱제이므로 가공은 쇠톱이라든가 드릴을 사용하지 않고 좀 작은 납땜인두로 통을 녹이면서 베어 나간다. 구멍 뚫기도 납땜인두의 끝을 찔러 넣어 뚫는다. 가공한 후에 녹은 일부가 바깥쪽으로 부풀어 오르므로 아직 굳어지기 전에 손가락으로 표면을 눌러 납작하게 만든다. 끝으로 줄을 가지고 깨끗이 쓸어서 완성한다.

명함통은 〔그림 130〕에 보인 마이크 잭, 전원 ON OFF용 슬라이드 스위치를 붙이고 안테나선을 빼내



FM 와이어리스 마이크의 뒤쪽



〔그림 130〕 직접 케이스에 고정시키는 부품

기 위한 구멍을 뚫는다. 안테나선의 길이는 보통 사용할 때는 약 1m만 되면 충분하다.

10·4 본기의 조정법

먼저 음성증폭부의 점검부터 시작한다. 마이크로폰을 붙이고, 테스터를 DC10V 레인지로 하고, 2SC1000의 컬렉터·어어드간에 테스트봉을 댄다. 이때 2SC1000의 컬렉터 전압이 4～5V 사이이면 된다.

이어서 마이크로폰을 향하여 센 입김을 불어 테스터의 지침이 움직이는가를 본다. 지침이 한 눈금 정도 움직이면 음성증폭부는 완전하다. 컬렉터 전압이 1V라든가 9V등으로 극단적으로 벗어나 있을 때는 1MΩ의 Q_1 베이스 바이어스 저항을 바꾼다. 즉 컬렉터 전압이 낮으면 바이어스 저항을 크게 하고, 반대로 컬렉터 전압이 높으면 바이어스 저항을 작게 한다.

다음에 FM 라디오를 준비하여 스위치 ON으로 하고, 볼륨을 최대로 한다. 라디오의 안테나 곁에 와이어리스 마이크의 송신 안테나를 놓고, 마이크로폰의 수감부를 손가락 끝으로 똑똑 두드리면서 라디오의 동조 주파수를 움직여 나간다. 정상적이면 90MHz 부근에서 수신이 될 것이다.

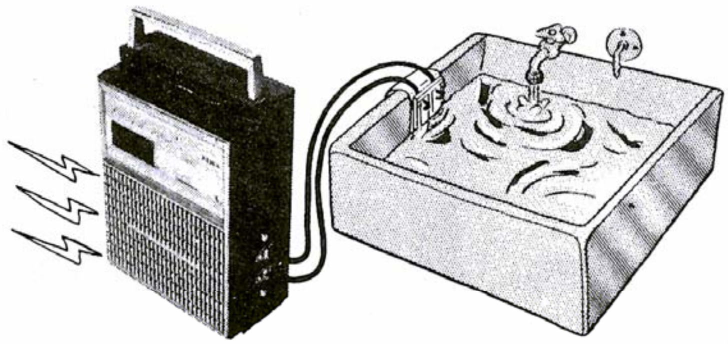
수신이 되지 않을 때는 발진 코일을 핀셋으로 잡아당겨 본다든가 오그려 본다. 코일을 늘어뜨리면 발진 주파수는 높아지고 오그라뜨리면 낮아진다.

FM 와이어리스 마이크 부품표

1. 다이내믹 마이크로폰 ……1	12. 33μF(10V) 케미콘 ……1
2. 2SC1000 ……1	13. 10pF세라믹 콘덴서 ……2
3. 1S1658 ……1	14. 5pF세라믹 콘덴서 ……2
4. 2SC684 ……1	15. 0.001μF 마일러 콘덴서 ……1
5. 1MΩ저항 ……1	16. 0.01μF 마일러 콘덴서 ……2
6. 2.4kΩ 저항 ……1	17. 슬라이드 스위치 ……1
7. 10kΩ 저항 ……1	18. 9V 적층건전지 ……1
8. 100kΩ 저항 ……1	19. 동상용 스냅 ……1
9. 470Ω 저항 ……1	20. 도금선, 비닐선 …… 약간
10. 33kΩ 저항 ……1	21. 명함통 ……1
11. 3.3μF(10V) 케미콘 ……1	22. 프린트 적층판 치수 63mm×55mm

11 전력 소비가 현저히 적은 트래스코우드 방식 욕조의 수위 경보기 제작법





라디오 세트 케이스에 조립한 수위 경보기

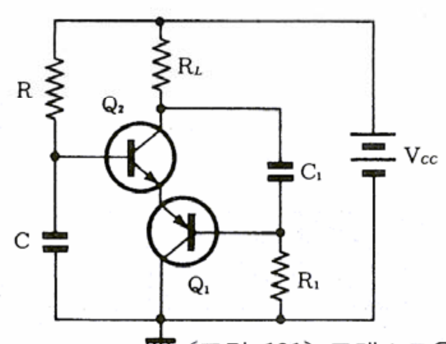
11·1 트래스코우드 오실레이터의 원리

욕조에 물을 채울 때 처음에는 신경을 쓰다가도 시간이 감에 따라 잊어 버리고 어느새 물이 넘쳐 흐르게 되는 것이 흔히 있다. 그래서 욕조의 수위가 어느 레벨까지 올라가면 경보음을 발하는 수위 경보기가 시판되고 있는데, 이것을 자작해 보려는 것이다.

중고품 스피이커나 케이스를 잘 이용하면 재료비는 얼마 들지 않는다. 사용하는 회로는 트래스코우드 발진회로를 조금 손본 것인데, 다음과 같은 장점이 있다.

- 전력소비가 매우 적다.
- 트랜지스터 2석으로 만들 수 있고, 콘덴서와 저항만 있으면 되며, 트랜스는 필요가 없다.
- 스피이커를 직접 울릴 수 있다.
- 전원은 전지면 된다.

〔그림 131〕은 트래스코우드 오실레이터의 회로도이다. PNP 트랜지스터의 Q_1 이미터와 NPN 트랜지스터의 Q_2 이미터를 공통접속으로 하고, Q_2컬렉터와 전원 V_{CC} 사이에는 부하저항 R_L을 접속해 놓았다.

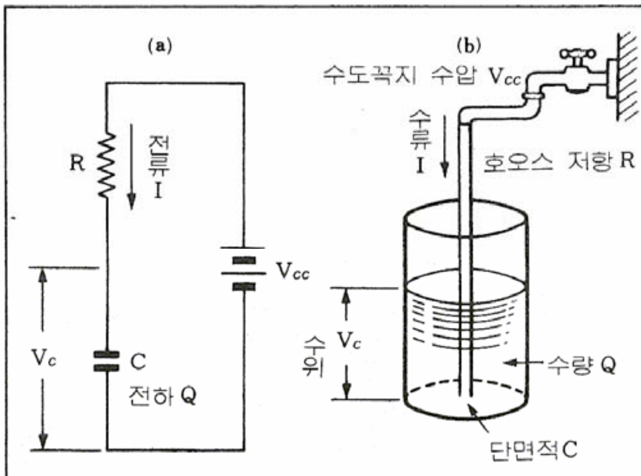


〔그림 131〕 트래스코우드 오실레이터

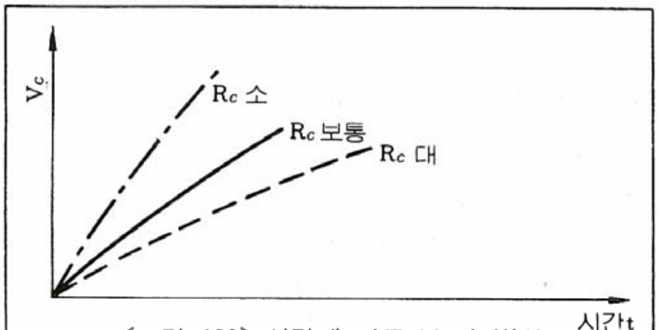
Q_2 베이스에는 저항 R와 콘덴서 C가 각각 전원과 어어드 사이에 들어가고, Q_1 베이스는 C_1을 통하여 Q_2 컬렉터에 삽입되는 동시에 저항 R_1이 어어드 사이에 삽입되어 있다. 이 회로의 발진 동작을 알기 위해서는 우선 R, C로 성립되는 충전회로의 작용을 알 필요가 있다.

〔그림 132〕(a)는 RC 충전회로 부분만을 〔그림 131〕에서 꺼낸 것이고, 〔그림 132〕(b)는 RC 충전회로를 수도의 호오스와 양동이로 모형화해 놓았다. 우선 처음에 콘덴서 C에 전하가 전혀 없다고 하면 저항 R를 통하여 충전전류 I가 콘덴서 C에 들어가 충전이 시작된다.

충전이 진행됨에 따라서 콘덴서 C의 양 끝 전압



〔그림 132〕 R · C에 의한 충전회로



〔그림 133〕 시간에 따른 V_c의 변화

V_c는 상승해 간다. 콘덴서 C에 있는 전하의 양을 Q라 하면 V_c는 다음 식으로 주어진다.

$$V_c = \frac{Q}{C} \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots (1)$$

Q는 전류 I에 의하여 축적되기 때문에 시간이 감에 따라 Q는 증가하고, (1)식에 따라 V_c도 높아진다. 전류 I는

$$I = \frac{V_{cc} - V_c}{R} = \frac{V_{cc}}{R} - \frac{Q}{RC} \cdots\cdots\cdots\cdots (2)$$

로 표시되고, Q가 증가함에 따라 I는 작게 된다는 것을 알 수 있다.

이상의 관계는 〔그림 132〕(b)의 수도 시스템과 똑 같이 생각할 수 있다. 양동이의 단면적은 콘덴서의 용량 C에, 양동이에 괸 수량 Q는 콘덴서의 전하에, 호오스를 통하여 흐르는 유량은 전류 I에, 양동이의 수위는 콘덴서 양끝의 전압 V_c에, 호오스의 물의 흐름에 대한 저항은 전기저항 R과 비슷하다.

또 전원전압 V_{cc}는 수도꼭지의 수압과 같다. 양동이의 수위 V_c는 수량 Q를 단면적으로 나누어 구할 수 있기 때문에

$$V_c = \frac{Q}{C} \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots (1)'$$

가 성립된다. 한편 수위 V_c가 높아짐에 따라 호오스의 출구에는 양동이내의 수압 V_c가 걸리기 때문에 물 나오는 상태가 나빠지고, 물의 유량 I는 수도꼭지 입구의 수압 V_{cc}와 호오스 출구에 걸리는 수압 V_c의 차를 호오스 저항 R로 나눈 값을 취한다. 즉

$$I = \frac{V_{cc} - V_c}{R} = \frac{V_{cc}}{R} - \frac{C}{RC} \cdots\cdots\cdots\cdots (2)'$$

의 관계가 있다.

이들 (1)′, (2)′식은 (1), (2)식과 똑 같은 것이다. 이상의 성질을 알았으면 수위(콘덴서 양끝의 전압) V_c의 시간변화를 생각해 보면 다음과 같다.

(1) 수위 V_c는 호오스 저항 R가 클수록 좀처럼 상승하지 않는다. R가 작을수록 빨리 상승한다.

(2) R를 일정하다고 하면, 즉 물의 유량 I를 일정하다고 하면 수위 V_c는 양동이단면적 C가 클수록 천천히 상승하고, C가 작을수록 빨리 상승한다.

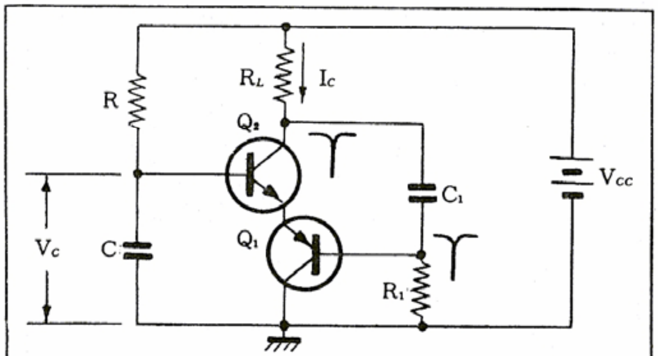
이상의 성질을 정리하면 **R×C가 클수록 V_c의 상승은 완만하고, R×C가 작을수록 V_c의 상승은 급격하게 된다.** R×C는 회로의 시간상수라 한다.

〔그림 133〕은 RC와 V_c의 시간 변화의 관계를 그래프로 나타냈다. 여기서 〔그림 134〕를 보자. 이 그림에서 콘덴서 C의 전압 V_c가 상승하여, 어떤 레벨이 되면 그때까지 OFF였던 트랜지스터 Q_2는 ON이 되고, 급격히 컬렉터 전류 I_c가 흐르려 한다. 그 때문에 Q_2 컬렉터 전위는 그림에 보인 바와 같이 급강하한다. Q_2 컬렉터전위의 강하는 콘덴서 C_1을 통하여 Q_1 베이스에 전해져 Q_1도 ON으로 만든다.

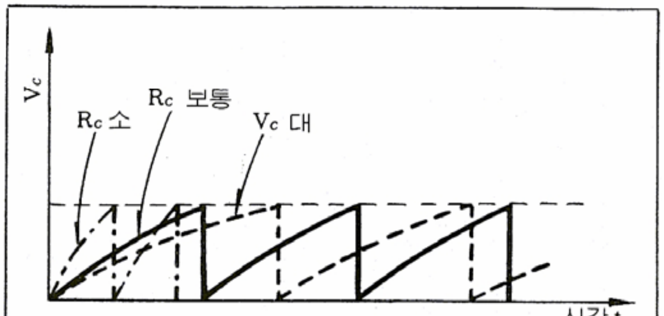
결과적으로 Q_2, Q_1이 모두 ON이 되고, 콘덴서 C의 전하 Q는 트랜지스터 Q_1, Q_2를 통하여 방전한다. 〔그림 132〕(b)에서 말하면 양동이의 물 Q가 내버려진 것과 같다. Q가 없어지면 V_c도 제로가 되어 다시 Q_1, Q_2는 OFF가 되어 원상으로 돌아오고, C의 충전이 시작된다.

위의 반복은 곧 발진인 것이다. 〔그림 135〕는 V_c의 시간변화를 그린 그림이고, V_c의 발진파형이다. 이것으로부터 RC의 크기에 의하여 발진 주파수(발진 주기)가 변하는 것을 알 수 있다. RC가 클수록 발진 주파수는 낮고 (발진 주기는 길다), RC가 작아짐에 따라 발진 주파수는 높(발진 주기가 짧)은 것이다.

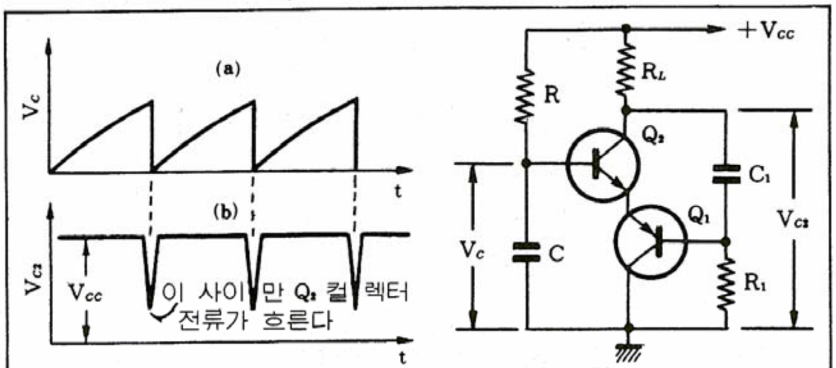
또 V_c와 Q_2 컬렉터·어어드간 전압 V_{c2}의 발진파



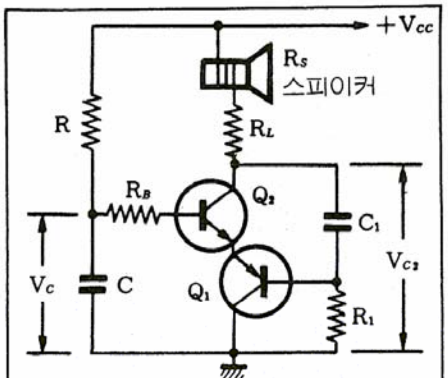
〔그림 134〕 Q_1, Q_2가 ON된 순간



〔그림 135〕 트래스코우드 발진회로의 V_c 발진파형



〔그림 136〕 V_C와 V_{C2}의 파형



〔그림 137〕 저항 R_B를 넣으면 스피이커에서 소리가 난다

형을 나란히 그리면 〔그림 136〕(a), (b)와 같이 된다. V_C의 정점(피이크) 부분에서 V_{C2}는 급격히 하강한다. 왜냐 하면 이 타이밍으로 Q_2, Q_1이 ON이 되고, Q_2 컬렉터 부하저항 R_L에 컬렉터 전류가 순간적으로 흐르기 때문이다.

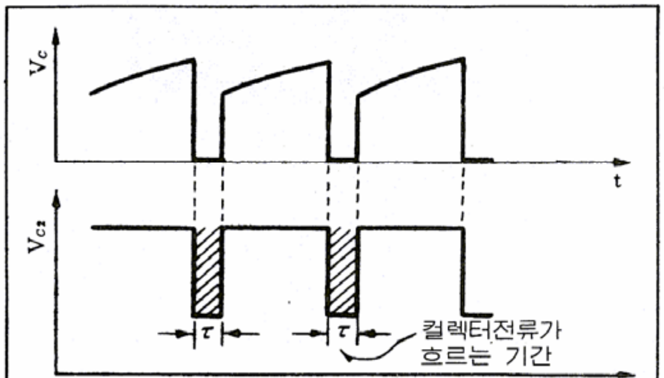
이상이 트래스코우드 오실레이터의 동작 원리이다.

11·2 트래스코우드 오실레이터에 의한 수위경보기

수위경보기인 이상 스피이커, 기타로부터 소리를 내지 않으면 안되지만 〔그림 131〕의 회로에서 Q_2 컬렉터 부하 R_L과 직렬로 스피이커·보이스 코일을 접속해도 소리는 거의 나지 않는다. 왜냐 하면 〔그림 136〕(b)에서 알 수 있듯이 Q_2 컬렉터 전류는 순간적으로 흐를 뿐이기 때문에 스피이커를 구동하는 힘을 발휘할 수 없는 것이다.

따라서 Q_2 컬렉터 전류가 어떤 시간폭만큼 계속하여 흐를 필요가 있다. 〔그림 137〕은 이 점을 개량한 회로로서, Q_2 베이스와 R, C 접속점 사이에 새 저항 R_B가 삽입되어 있다. R_B가 있기 때문에 콘덴서 C의 전하방전에 시간이 걸리고 결과적으로 Q_2 컬렉터 전류가 어떤 기간 지속적으로 흐른다.

〔그림 138〕은 〔그림 137〕의 콘덴서 C의 양끝의 전압 V_C, 및 Q_2 컬렉터 전위 V_{C2}의 시간변화를 그린 그림이다. 컬렉터 전류는 빗금이 그어져 있는



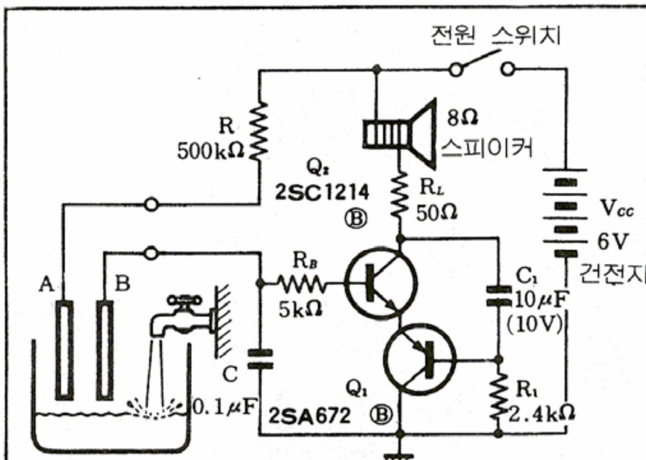
〔그림 138〕 〔그림 137〕의 각부 전압파형

시간폭 τ 사이만 흐르고, 스피이커에서 소리가 난다. 트래스코우드 오실레이터는 이와 같이 짧은 시간폭 τ 사이 밖에 컬렉터 전류가 흐르지 않기 때문에 전력소비가 매우 적은 것이다. 즉 전류가 흐르지 않는 시간이 흐르고 있는 시간에 비해서 긴 것이다.

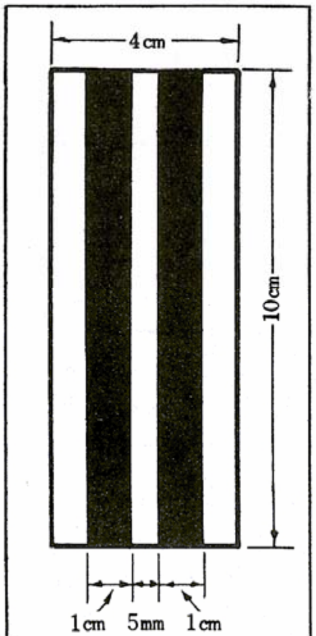
충전저항 R를 떼어 버리면 발진은 정지하지만 Q_1, Q_2는 차단상태(OFF)가 되기 때문에 역시 전류가 흐르지 않는다. 이와 같이 전력의 낭비가 전혀 없는 것이 트래스코우드 오실레이터의 특징이다. 다만 회로상수를 잘 택하지 않으면 발진하지 않고, 또 스피이커에서 알기 쉬운 소리(주파수)를 낼 수 없다.

〔그림 139〕는 트래스코우드 오실레이터를 사용한 수위경보기의 전체회로도이다.

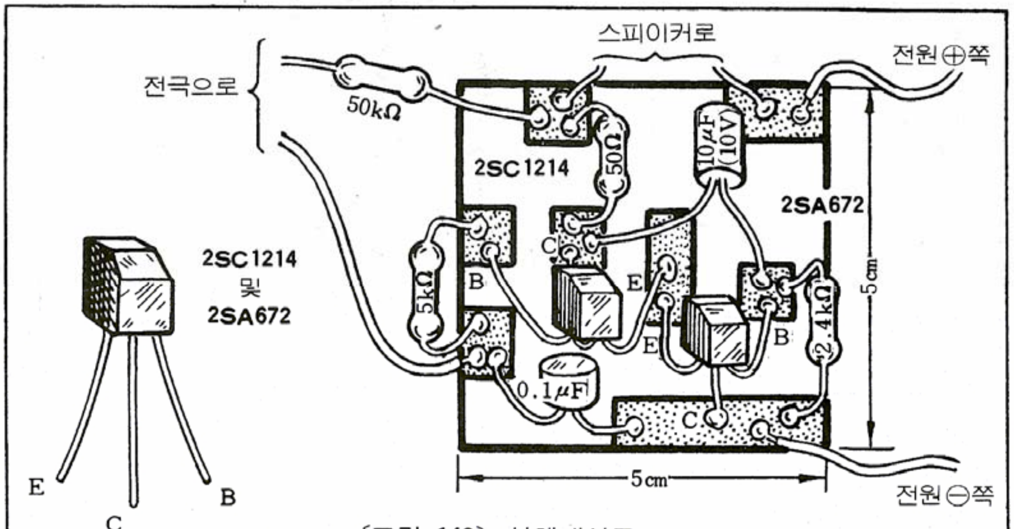
A·B는 물 검출의 전극인데, 수위가 상승하면 A-B간에 물 저항이 생겨 발진이 시작하되, 스피이커에서 발진음이 난다. 수위가 증가하면 물저항은 내려가고, 그 때문에 발진 주파수가 높아지기 때문에 마치 사이렌과 같은 소리가 스피이커에서 재생되어 사람들의 주의를 끈다. 수m 떨어진 곳에서도 소리가 들리기 때문에 충분히 실용성이 있다.



〔그림 139〕 트래스코우드방식 수위경보기의 전체회로도



〔그림 140〕 전극 프린트 판 패턴도(원치수)

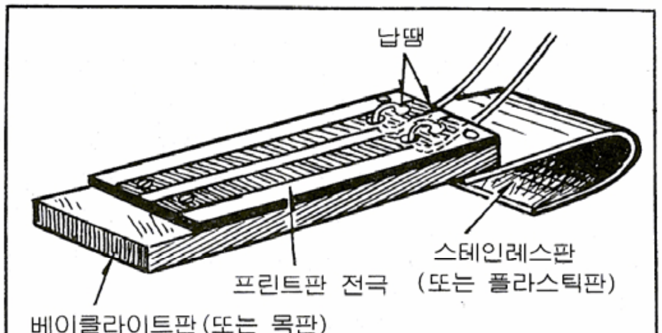


〔그림 142〕 실체배선도

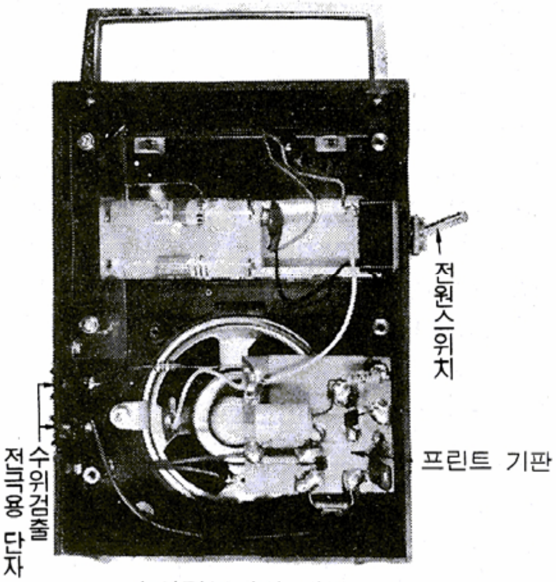
11·3 트래스코우드식 수위경보기의 제작

먼저 전극을 만든다. 전극은 베이클라이트 또는 종이 에폭시의 프린트 기판을 사용하여 〔그림 140〕에 보인 치수대로 만든다. 프린트 기판 전극이 만들어졌으면 그것을 베이클라이트판(또는 목판)에 〔그림 141〕과 같이 고정시키고, 욕조의 가장자리에 걸 부분을 스테인레스판이나 플라스틱판으로 만든다.

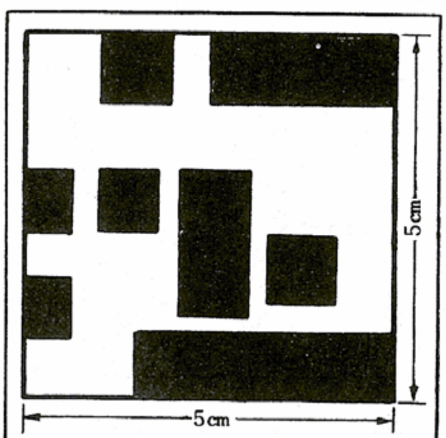
전극에는 비닐선을 까서 납땜하고, 비닐선의 피복이 있는 부분을 구멍을 통하여 뒤로 돌린다. 〔그림 142〕는 프린트 기판 둘레의 실체배선도이다. 조정할 곳은 전혀 없다. 배선에만 잘못된 곳이 없고 트랜지스터에 이상이 없으면 확실하게 동작한다. 그리고 사진에서 알 수 있듯이 필자는 헌 트랜지스터 라디오의 케이스(스피이커 있는 것)를 이용했다.



〔그림 141〕 전극의 구조



수위경보기의 내부



〔그림 143〕 프린트기판 패턴도

수위 경보기의 부품표

1. 2SC1214 ······ 1	9. 스냅스위치 ······ 1
2. 2SA672 ······ 1	10. AAM×4호울더 ······ 1
3. 2.4kΩ 저항 ······ 1	11. AAM전지 ······ 1
4. 50Ω 저항 ······ 1	12. 전지스냅 ······ 1
5. 5kΩ 저항 ······ 1	13. 소형스피이커(8Ω) ······ 1
6. 50kΩ 저항 ······ 1	14. 케이스 ······ 1
7. 0.1μF콘덴서 ······ 1	15. 프린트 적층판 5cm×5cm ······ 1
8. 10μF(10V) 케미콘 ······ 1	

12 정말 편리하다! UJT와 SCR를 사용한 스탠드 램프의 연속 조광 장치

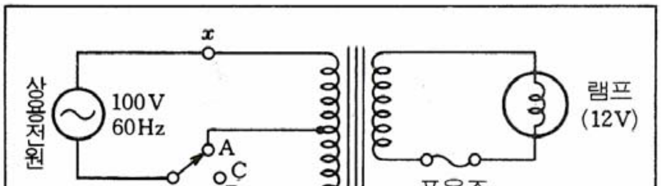
12·1 연속 조광장치의 원리

필자는 자동차의 방향지시 램프(12V, 23W)를 사용한 스탠드 램프를 애용하고 있지만, 이것은 명, 암, 소 등의 3단 전환을 스위치로 하게 되어 있다. 그 회로를 조사해 보면 〔그림 144〕와 같다.

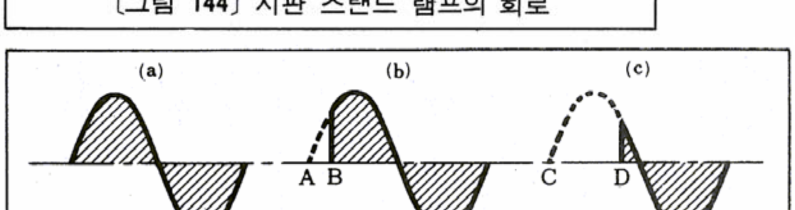
그림에서 전환 스위치를 A쪽으로 젖히면 램프에 걸리는 전압이 올라가서 밝아지고, B쪽에서는 반대로 어두우며, 중간의 위치 C에 놓으면 소등한다. 램프가 켜지느냐 꺼지느냐 하는 것뿐, 스탠드에 비하면 훨씬 편리하지만 연속적으로 램프의 밝기를 바꿀 수는 없다. 실제로 스탠드오프를 사용할 경우, 책을 읽기 위한 것은 드물며, 침실에서 무엇을 찾는다든지 깜깜한 방에 들어갈 때, 어떤 것에 부딪혀 위험하므로 미리 조명해 두는 등, 용도가 다양하다.

그래서 SCR와 UJT를 사용하여 램프의 밝기를 연속적으로 콘트롤하는 장치를 만들기로 했다. 원리는 위상제어라 불리는 것인데 〔그림 145〕에 그것을 나타냈다. 〔그림 145〕(a)는 보통의 교류파동으로서, 램프에 이 파형의 전압을 걸면 밝게 점등한다.

〔그림 145〕(b)는 (a)에 대하여 AB 부분에서 전압이 제로가 되어 있고, 이 기간은 전류가 흐르지 않게 되어 있다. 따라서 램프는 조금 어두워진다. (c)에서는 전압 제로의 기간이 다시 CD로 넓어지기 때문에 램프는 거의 반파로 가열되고, 밝기가 상당히 저하한다. 〔그림 145〕에 보인 램프에 걸리는 전압이 제로가 되는 기간을 바꾸어 밝기를 콘트롤하는 방식을 위상제어라 한다.



〔그림 144〕 시판 스탠드 램프의 회로



〔그림 145〕 위상제어에 의하여 램프에 걸리는 전압파형을 바꾼다

12·2 위상제어의 회로

그럼 구체적으로 어떻게 하여 위상제어를 하는가로 이야기를 옮기자. 위상제어를 이해하기 위해서는 우선 유니정크션 트랜지스터(uni-junction transistor, 줄여서 UJT)에 의한 이장발진회로를 알 필요가 있다. 〔그림 146〕은 UJT이장발진 회로이고, 그 동작은 11장에서 설명한 트래스코우드 오실레이터와 비슷하다. 〔그림 146〕의 왼쪽에 있는 저항 R와 콘덴서 C는 충전회로로 되어 있고, 〔그림 147〕은 RC의 직렬접속을 수도의 호오스와 양동이로 모형화할 수 있다.

호오스의 저항은 전기저항 R, 물의 유량 I는 충전전류, 콘덴서의 용량 C는 양동이의 단면적, 양동이 내의 수위 V_C는 콘덴서의 전압, 수도 꼭지에서의 수압은 전원전압 V_{BB}와 비슷하다.

양동이의 수위 V_C의 상승은

(1) 호오스 저항 R가 작고 물의 유량 I가 클수록

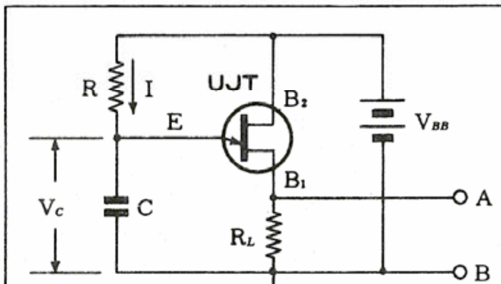
(2) 양동이의 단면적 C가 작을수록

빠르고, 반대로 R와 C가 크면 늦어진다. R와 C의 곱 RC를 충전의 시간상수라 하는데, RC의 대소에 따라 V_C의 상승은 늦거나 빠르게 콘트롤된다.

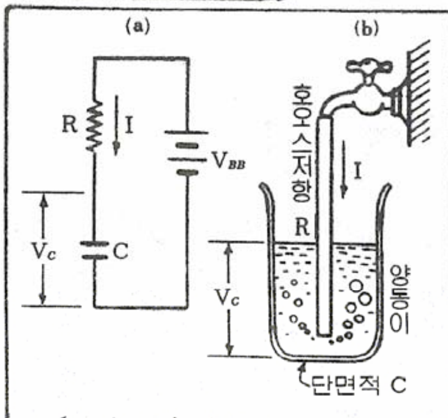
〔그림 148〕은 〔그림 146〕의 등가회로인데 7·1에서 설명한 것과 같이 $R_{B1}+R_{B2}$는 R_{BB}로 표시되고, 베이스간 저항이라 불린다. 가령 콘덴서 C의 양끝의 전압 V_C가

$$V_C=\frac{R_{B1}+R_L}{R_{B1}+R_L+R_{B2}}\times V_{BB} \cdots\cdots\cdots\cdots(1)$$

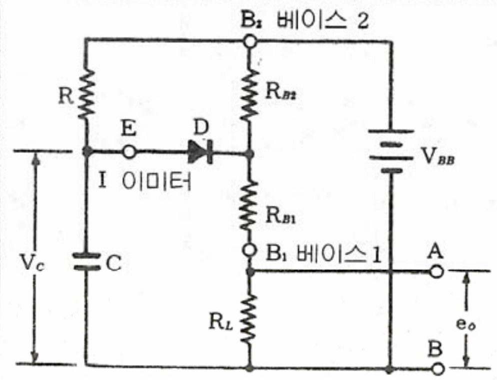
가 되면 다이오우드 D는 순방향으로 바이어스되고



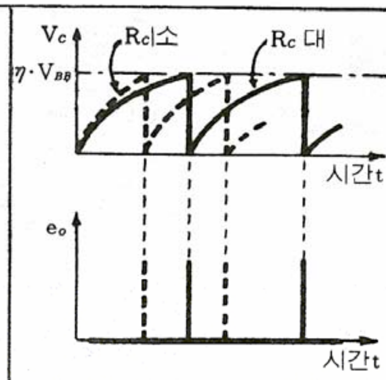
〔그림 146〕 UJT 이장발진회로



〔그림 147〕 충전회로의 동작



〔그림 148〕 이장발진회로의 등가회로



〔그림 149〕 이장발진회로의 각부 전압파형

UJT에는 급격한 이미터 전류가 흘러 콘덴서 C의 전하를 방전한다. R_L은 R_{B1} · R_{B2}에 비하여 작기 때문에 (1)식은

$$V_C = \frac{R_{B1}\times V_{BB}}{R_{B1}+R_{B2}} = \eta V_{BB} \quad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \quad (2)$$

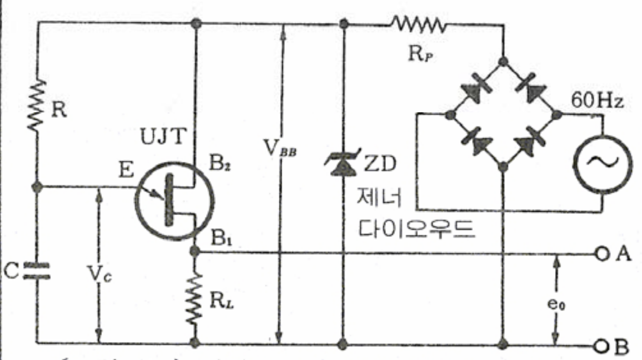
라고 쓸 수 있다.

η는 UJT의 개방전압비라든가 스탠드 오프비라 한다.

이상의 설명에서 콘덴서 C 양끝의 전압 V_C와 부하 R_L에 일어나는 출력전압 e_o의 타이밍은〔그림 149〕로 표시된다. e_o는 순간적인 이미터 전류에 의한 날카로운 펄스이다. 그리고 충전 시간상수의 RC가 작으면 빠른 타이밍으로, 반대로 RC가 크면 느린 타이밍으로 발생한다.

여기서 UJ T의 전원을 〔그림 150〕의 전파 정류 전원으로 하면 각부의 전압 파형은 어떻게 될까? 〔그림 150〕의 ZD는 제너 다이오우드로서 전원이 어떤 일정한 전압 이상이 되면 클립하여 제너 전압으로 해 버린다. 〔그림 151〕(a)는 UJT의 전원전압 V_{BB}를 나타낸다. 전파정류된 전압은 제너 전압의 높이로 맞추어 끊는다.

〔그림 151〕(b)는 콘덴서 C 양끝의 전압으로서 UJT 이미터 E와 어어드간의 전압 파형이라고 생각해도 된다. 〔그림 149〕를 참조하면 (b)의 파형이 의미하는 바를 곧 알 수 있을 것이다. 다만〔그림 150〕이 〔그림 149〕와 다른 것은 전원전압 V_{BB}가 60Hz의 반주기마다 0이 되기 때문에 전원 주파수로 동기를 취할 수 있다는 점이다. 〔그림 151〕(c)는 UJT의 B_1 부하저항 R_L에 생기는 출력 펄스이다. 출력 펄스에서 중요한 것은 V_{BB}가 0이 된 후에 발생하는 제 1 발째의 펄스 P_1이다. 이 P_1을 사용하여 SCR를 트리거하는 것이다.



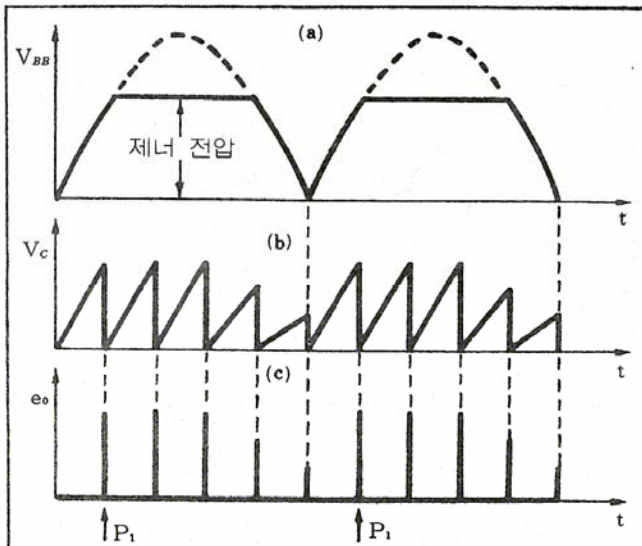
〔그림 150〕 전원을 전파정류 전원으로 한다

〔그림 152〕는 UJT 이장발진회로와 SCR, 램프와 조합시킨 조광장치의 회로이다. 〔그림 151〕에 보인 출력 펄스 P_1은 〔그림 152〕의 콘덴서 C_G, 저항 R_G, 콘덴서 C_K를 통하여 SCR 게이트 G · 캐도우드 K간에 주어지고 SCR를 ON한다. SCR는 ON이 되어 버리면 나중에 아무리 펄스가 게이트 G · 캐도우드 K간에 주어져도 ON된 채 있다 (다만 SCR의 A · K간 전압은 플러스의 상태).

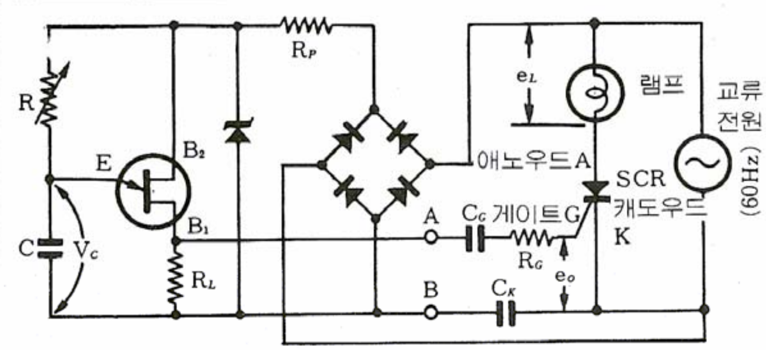
위의 이유로 제 1 발째의 펄스 P_1이 중요한 역할을 하는 것이다. SCR가 ON이 되면 램프에는 교류 전원전압이 걸려 점등한다. 〔그림 153〕은 〔그림 152〕의 회로를 구체화한 것인데, 전원으로서 6.3V (1A)× 2 의 히이터 트랜스를 사용하고 있다. 램프는 자동차의 방향지시용 12V램프이다.

UJT는 **2SH21**, SCR는 **SF3B14**, 제너 다이오우드는 **RD9A**를 사용했다.

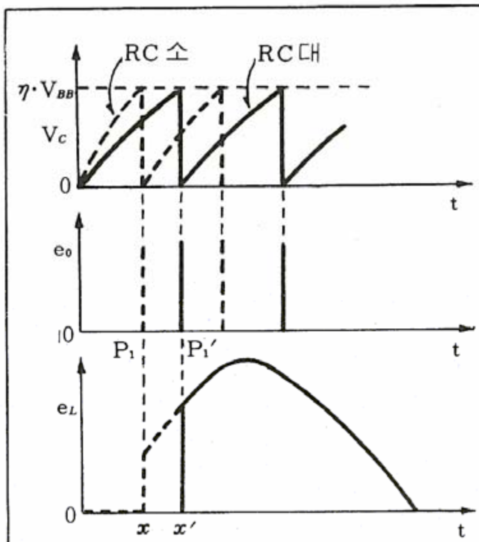
〔그림 154〕는 〔그림 153〕(또는 〔그림 152〕)의 각부 발진전압 파형이다.



〔그림 151〕 〔그림 150〕의 각부 전압파형



〔그림 152〕 UJT이장발진회로에서 SCR를 드라이브한다



〔그림 154〕 〔그림 153〕 회로의 각부 파형

점선은 충전 시간상수 RC가 작을 때로서 충전의 상승은 빠르고, 따라서 방전의 하강도 빠른 타이밍으로 한다. 그 때문에 출력 제 1 펄스 P_1도 $V_{BB}=0$ 의 시점 0에 가까운 위상에서 발생하고, 램프에 걸리는 전압 e_L의 인터벌도 길어진다. 램프는 밝게 점등한다.

실선은 RC가 큰 경우로서 출력 제 1 펄스 P_1'는 앞의 P_1보다 늦은 위상에 있고, 램프에 걸리는 전압 e_L의 인터벌은 짧으며 램프는 어둡게 된다.

이상의 설명에서 알 수 있듯이 훌륭히 위상제어를 하고 있는 것이다.

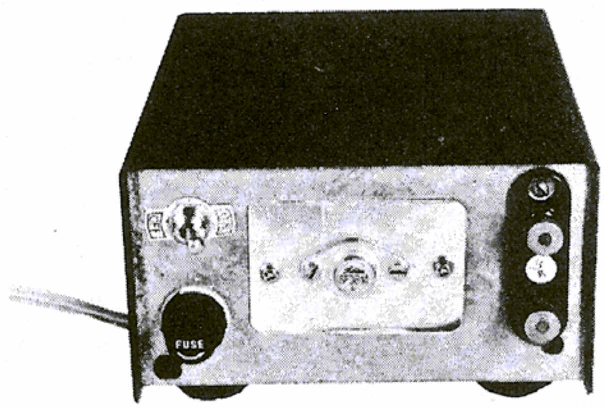
여기서 〔그림 153〕을 잘 보면 오른쪽 끝에 스위치 S_2와 정류 다이오우드 D (**U05B**)가 있다. S_2와 D는 무엇을 위해서 있는 것일까? 이유는 〔그림155〕를 보면 알 수 있다

그림 (a)는 S_2가 오프 때로서 SCR에 걸리는 전압이 +의 반파 때 밖에 전류가 흐르지 않는다. 따라서 위상제어에 의하여 0~50%까지의 전력제어를 할 수 있다.

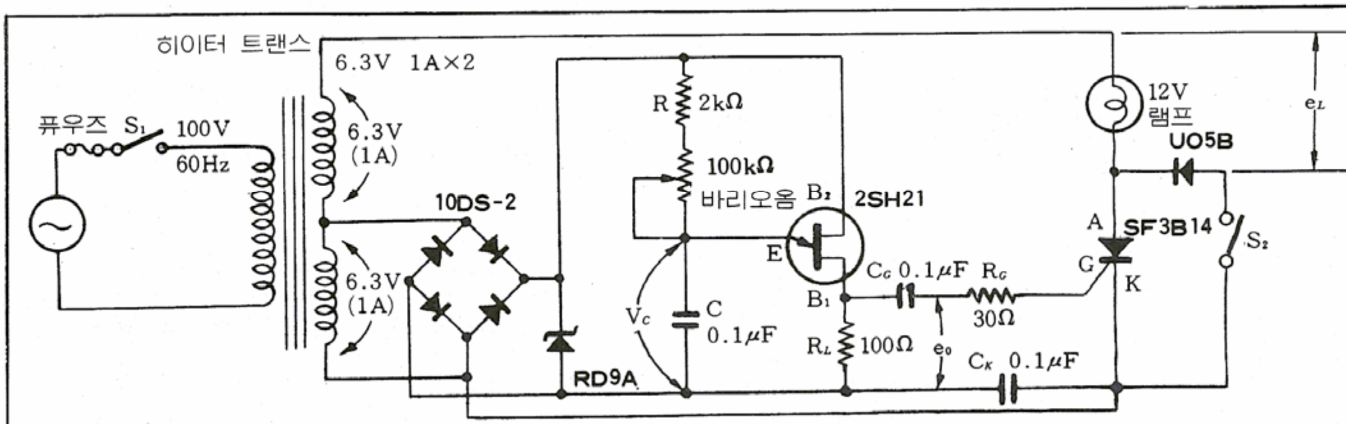
그림 (b)는 S_2를 ON으로 한 경우로서, −의 반파는 정류 다이오우드 D에 의하여 그대로 램프에 걸리고, +의 반파는 위상제어를 받는다. 따라서 50~100%의 전력제어를 할 수 있게 된다.

12·3 연속 조광장치의 제작

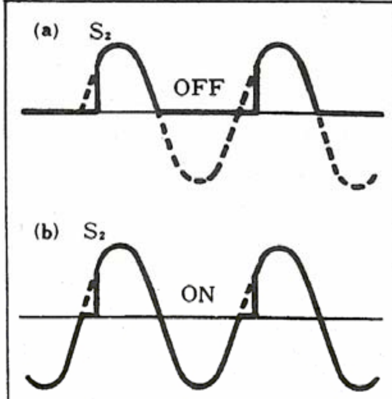
먼저 UJT **2SH21**과 SCR **SF3B14**의 정격에 대하여 소개해 둔다. **2SH21**은 이장발진용, 다이리스터 트리거용, 타이머용의 실리콘 P 이미터 플레이너형 유니정크션 트랜지스터, **SF3B14**는 위상제어, 무접점 스위치에 의한 조온, 조광, 조속용의 실리콘 확산 접합 다이리스터로 되어 있다.



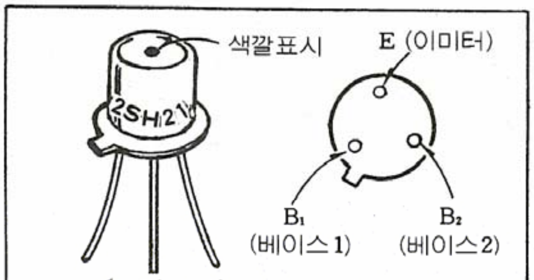
조광장치의 뒷면. 중앙은 다이리스터, 우는 출력단자, 좌는 전원스위치와 퓨우즈 호울더



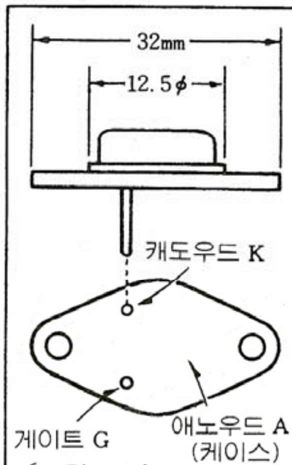
〔그림 153〕 조광장치의 전체회로



〔그림 155〕 〔그림 153〕의 스위치 S_2와 정류 다이오우드 D의 작용



〔그림 156〕 2SH 21의 외관



〔그림 157〕 SF3B14의 외관

〔표 1〕

2SH20, 2SH21 최대정격 (T_a=25℃)				
항목		기호	최대정격값	
베이스 2·베이스 1간 전압		V_{B2B1O}	55V	
베이스 1·이미터간 전압		V_{B1EO}	60V	
베이스 2·이미터간 전압		V_{B2E}	60V	
첨두 이미터 전류		$I_{E(peak)}$	1A	
허용 손실		P	250mW	
접합부 온도		T_j	150℃	
보존 온도		T_{stg}	−65~175℃	
전기적 특성				
항목	기호	조건	최소	최대
베이스간 저항	R_{BB0}	V_{B2B1}=3V, I_E=0	4kΩ	12kΩ
스탠드오프 비	η	V_{B2B1}=20V	0.70	0.85

또 2SH21의 스탠드오프비 η는 〔그림 156〕에 나타낸 색 표시에 의해 구별되어 〔표 2〕와 같이 된다.

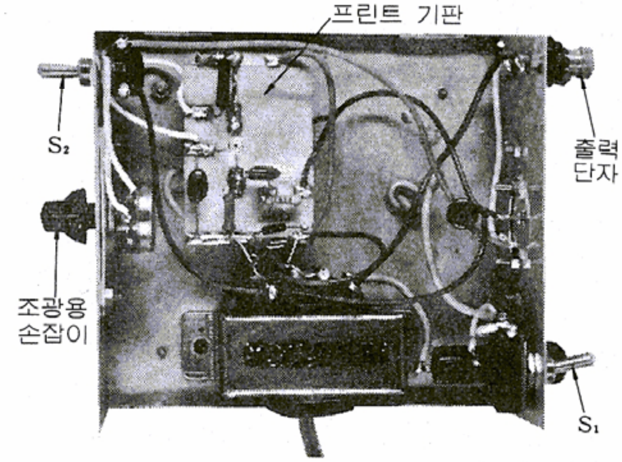
〔표 2〕

색 마아크	η
노랑(yellow)	0.70~0.80
녹색(green)	0.75~0.85
없음	0.70~0.85

필자가 사용한 것은 녹색의 마아크이다.

〔표 3〕

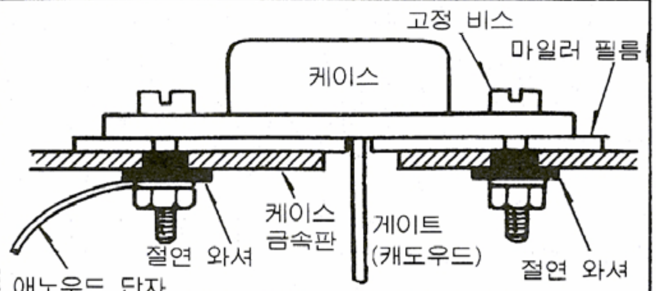
SF3B14의 최대정격		
항목	기호	최대정격값
첨두 순저지전압	V_{FOM}	100V
첨두 역전압	V_{ROM}	100V
평균순전류(단상반파, T_c=75℃)	I_O	3.0A
평균 게이트 전력	P_{GAV}	0.5W
첨두 역 게이트 전압	V_{GRM}	5V
보존 온도	T_{stg}	−25~125℃
접합부 온도	T_j	−25~100℃



조광장치의 내부

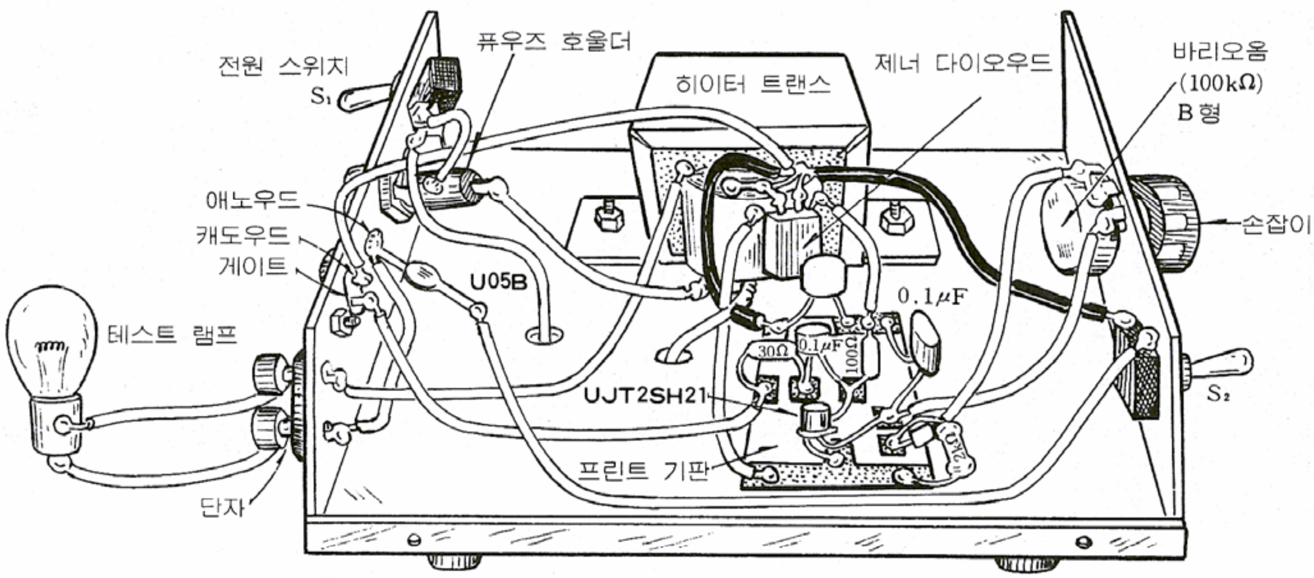
SF3B14의 외관은 〔그림 157〕과 같고, 중출력 파워 트랜지스터와 비슷하다. 〔그림 158〕은 SF3B14의 고정 치수를 나타내고 있다. 마일러 필름과 절연 와셔에 따라 SF3B14는 케이스 금속판에서 전기적으로 완전히 절연되지만, 열의 방산은 마일러 필름을 통하여 쉽게 할 수 있다.

〔그림 159〕는 실체배선도, 〔그림 160〕은 프린트 기판 패턴도이고 〔그림 161〕은 프린트 기판 주위의 배선도이다. 완성되었으면 〔그림 159〕와 같이 테스트 램프(12V)를 사용하여 밝기가 연속적으로 변화하는지 점검한다. 스위치 S_2를 0~50%, 또는 50~100% 콘트롤의 위치에 놓고, 손잡이를 좌에서 우로 조금씩 돌려 램프의 밝기가 연속적으로 바뀌면 된다.

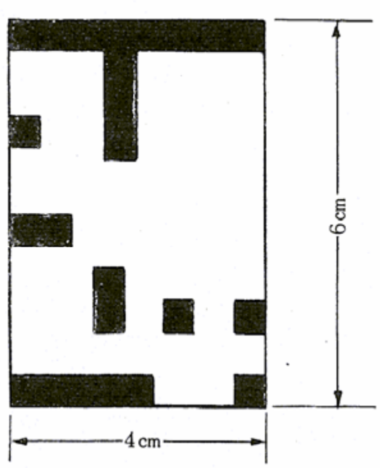


〔그림 158〕 SF3B14의 고정법

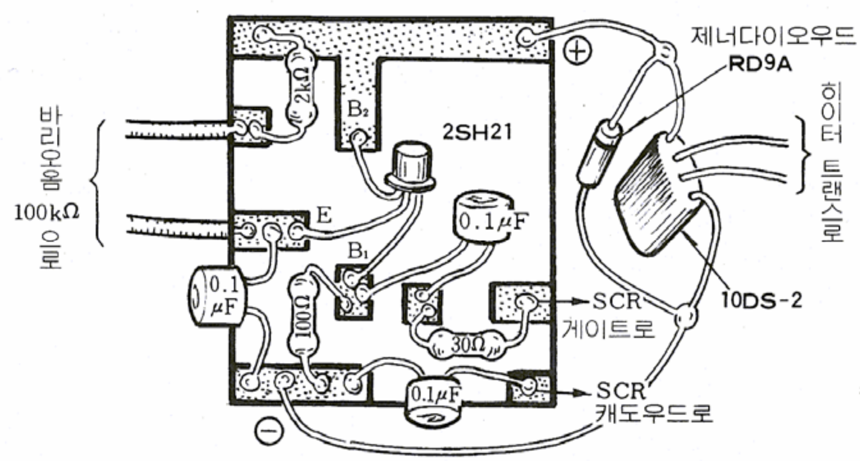
조광장치의 부품표	
1. SF3B14 ……………………1	10. 0.1μF 콘덴서……………………3
2. 2SH21 ……………………1	11. 히이터 트랜스(6.3V 1A×2)……………………1
3. 10DS-2 ……………………1	12. 토글 스위치……………………2
4. 제너 다이오우드 RD9A ……………………1	13. 퓨우즈 호울더(1A퓨우즈 부착)……………………1
5. 정류 다이오우드 U05B ……………………1	14. 2련 단자 ……………………1
6. 2kΩ 저항……………………1	15. 손잡이 ……………………1
7. 100Ω 저항 ……………………1	16. 프린트 적층판 6cm×4cm ……………………1
8. 30Ω 저항……………………1	17. 금속 케이스 15cm×13cm×7cm……………………1
9. 100kΩ VR(B형) ……………………1	18. 전원 코오드식……………………1



〔그림 159〕 실체배선도



〔그림 160〕 프린트 기판 패턴도



〔그림 161〕 프린트기판 주위의 배선

13 만들기 쉽고 좋은 소리를 즐길 수 있는 스테레오 프리메인 앰프의 설계와 제작(설계편)



13·1 시스템 설계

스테레오 앰프는 각 메이커에서 여러가지가 나오고 있지만, 여기서는 그것을 손수 자작해 보기로 한다. 일반적으로 설계는 전체의 대강을 정하는 시스템 설계부터 시작하여·상세한 회로설계로 끝나는 것이 보통이다. 그래서 필자가 설계 제작한 전체의 시스템 블록도를 〔그림 162〕에 보였다. 각 부분을 차례로 설명해 보면 다음과 같다.

(1) 플레이어

플레이어는 포노 모우터, 터언 테이블, 픽업(카아트리지와 토운 아암)으로 구성된다. 모우터는 DC 서어보 다이렉트 드라이브 방식, 카아트리지는 무우빙 마그넷(MM)형이다. MM형은 고정된 코일에 대하여 영구자석이 바늘과 함께 움직여 음성전압을 발생하는 것인데, 무우빙 코일(MC)형 (자석이 고정되어 있고, 코일이 바늘에 의해서 움직인다)에 비해서 출력전압이 높고 앰프계를 만들기 쉬운 잇점이 있다.

(2) 이퀄라이저

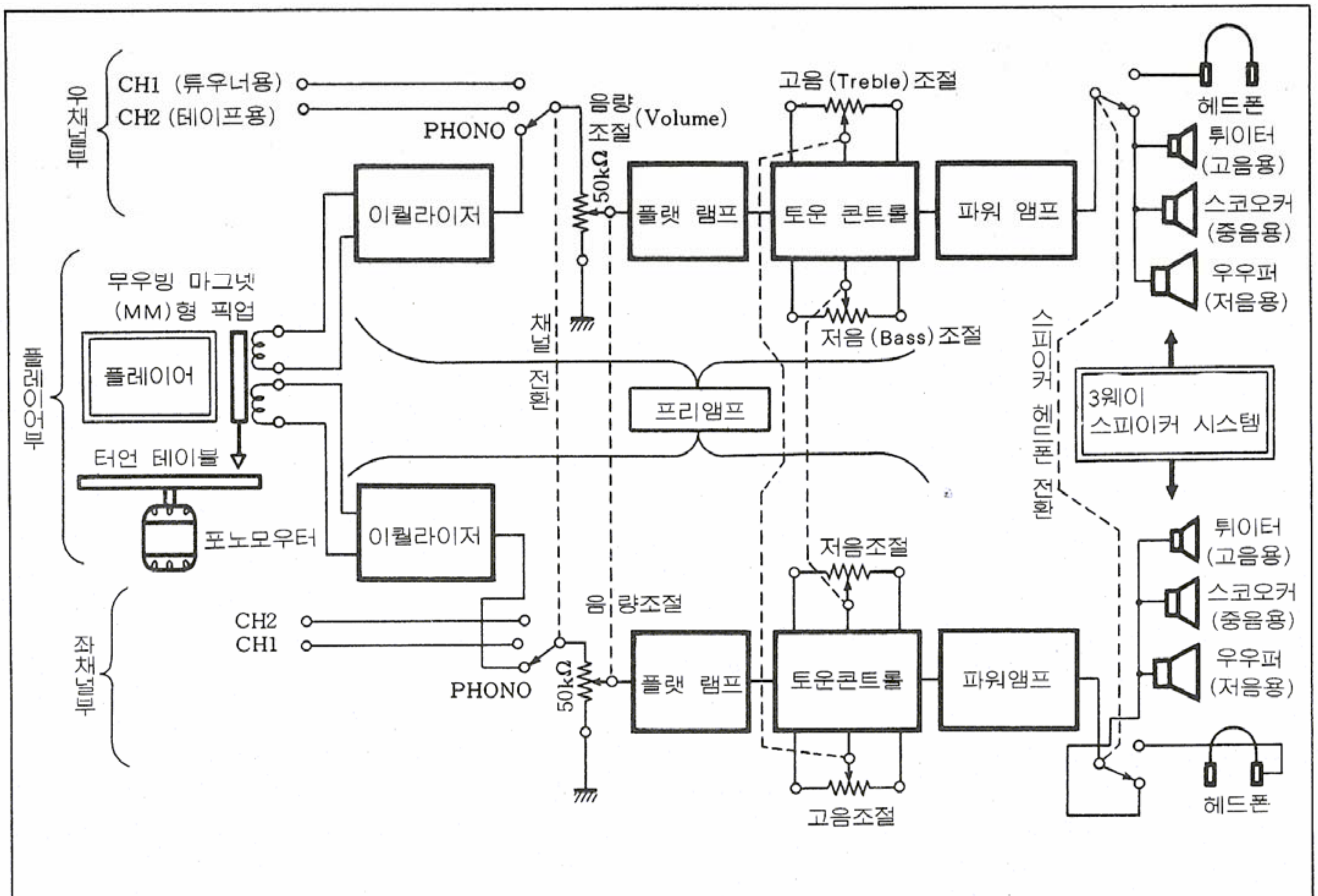
이퀄라이저는 나중에 서술하는 레코오드의 녹음특성을 보정하는 회로로서 MM형 카아트리지의 경우, 저음을 증강하고 고음을 감쇠시킨다. 사용 트랜지스터는 한쪽 채널 2석이며, 초단은 FET를 사용함으로써 값비싼 탄탈 콘덴서를 사용하지 않아도 되도록 고려되어 있다. 또 이퀄라이저의 초단과 둘째단은 직결로 되어 있기 때문에 탄탈 콘덴서의 생략과 함께 저역의 재생에 좋은 결과를 준다.

(3) 채널 전환과 음량조절부

채널 전환은 3접점 2회로로서 CH1, CH2, PHONO로 전환된다. CH1은 라디오 튜우너, CH2는 테이프 레코오더용으로 하면 될 것이다. 채널 전환 스위치의 공통(코먼) 접점은 음량조절의 50 kΩ 바리오옴 입력에 접속되고, 바리오옴 가동접점은 플랫 앰프의 입력단자가 된다.

(4) 플랫 앰프

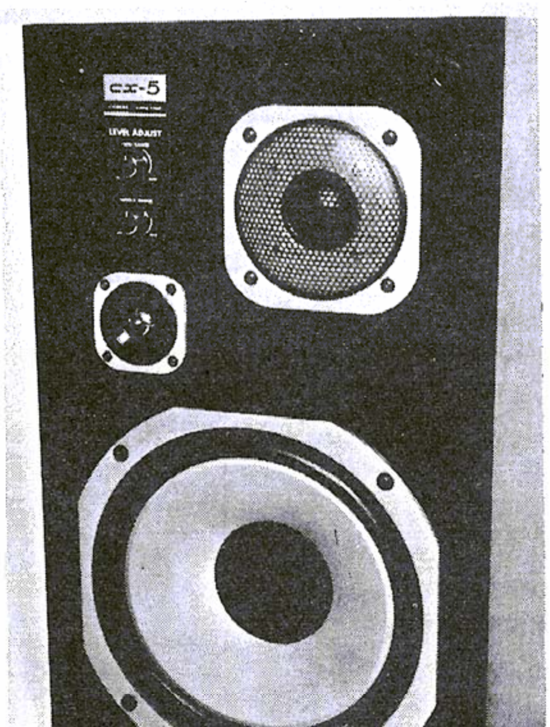
플랫 앰프는 이퀄라이저와 달라 저역에서 고역에 걸쳐 평탄(플랫)한 주파수 특성을 가진 앰프인데, 이것이 있으면 프리앰프의 전압 게인을 적당한 값으로 조절할 때 편리하다. 프리앰프의 전압게인을 바꿀 수도 있지만, 2개의 저항과 2개의 콘덴서를 교환하지 않으면 안되고 손질이 필요하다. 다. 플랫 앰프는 저항 1개만 교환하면 되기 때문에 일이 간단하다. 플랫 앰프도 트랜지스터 2석(한쪽 채널)으로 되고, 직결방식을 채용하고 있다.



〔그림 162〕 스테레오 재생 시스템의 블록도

(5) 토운 콘트롤부

최근의 MM형 카아트리지나 3웨이 스피이커 시스템을 사용하면 저음에서 고음에 걸친 재생은 상당히 좋고, 저음이나 고음을 대폭 보상하는 토운 콘트롤은 필요가 없다. 오히려 바늘소리나 트랜지스터 잡음을 저감하는 목적도 포함하여 저음, 고음을 별도로 부우스트(증강), 커트(감쇠)시키는 토운 콘트롤회로를 붙였다.



코오럴 음향 CX-5, 엔클로우저의 치수는 560(H), 325(W)×315(D) mm

콘트롤은 NF(부궤환 : 음되먹임)방식인데, 일그러짐이라는 점에서 유리하다. 앰프는 역시 2석으로서 끝단은 이미터 폴로워(컬렉터 접지)의 형이며 파워 앰프에 접속된다. 프리 앰프의 출력 임피이던스를 낮추는데도 효과가 있다.

(6) 파워 앰프

파워 앰프는 한쪽 채널이 4석으로 구성되는 직결 앰프로서, 회로는 필자가 개발한 콤플리멘터리 디퍼런셜 방식이다. 트랜지스터의 수나 저항의 수도 적기 때문에 만들기 쉽고, 또 소리가 좋은 앰프이다. 최대출력은 아이들 전류(무신호 때 파워 트랜지스터에 흐르는 컬렉터 전류)에 따라 변하지만, 최대 약 10W(한쪽 채널)를 취할 수 있다. 나중에 서술하는 스피이커 시스템은 능률이 좋으므로 가정용으로서는 5W(한쪽 채널)면 충분하다.

(7) 스피이커 시스템과 헤드폰

스피이커는 3웨이로서, 코오럴 음향의 신제품 CX-5를 사용했다. 이 스피이커 시스템은 우우퍼(저음용)로서 25cm 퓨어 듀얼 코운형 스피이커, 스코오커(중음용) 및 튀이터(고음용)는 도움형 스피이커인데, 인클로우저(스피이커 케이스)가 작음(56cm×32.5cm×31.5cm)에도 불구하고 박력 있는 저음과 공진이 적은 중고음을 재생한다.



〔그림 163〕 정진폭 녹음의 레코오드 음구

또 능률도 좋기 때문에(92dB/W) 파워 앰프는 소출력이면 된다. 앞면 크로스네트는 간단히 뗐다 붙였다 할 수 있고, 스피이커 고정판에는 중고음 레벨 조정용의 손잡이가 있기 때문에 편리하다.

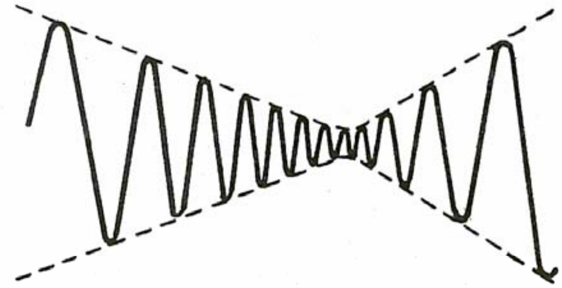
헤드폰은 밀폐가 아니라 오픈 에어형을 사용했기 때문에 명확성이 좋은 소리를 즐길 수 있고 외부의 소리도 어느 정도 들을 수 있다.

스피이커 유닛은 45∅mm 지름의 다이내믹형 폴리에스테르계 필름 코운으로서 능률은 111dB/0.3V로 높고, 허용입력은 200mW로서 크다.

볼륨을 최대로 한 상태에서 헤드폰을 들으면 음량이 너무 커서 귀에 거슬리므로 반드시 귀에 걸기 전에 헤드폰의 출력 레벨을 귀에서 뗀 상태에서 점검하고, 볼륨을 적정하게 만들어 듣기 바란다.

13·2 이퀄라이저

이퀄라이저의 설계에 들어가기 전에 이퀄라이저의 작용과 정진폭, 정속도 녹음의 관계에 대하여 서술해 둔다. 〔그림 163〕은 정진폭 녹음을 한 레코오드 음구의 파형인데, 일정한 입력신호일 경우, 주파수에 관계 없이 진폭은 일정하게 되어 있다. 그 때문에 MM형(혹은 MC형)과 같이 바늘의 진동속도에 비례하는 출력전압을 발생하는 전자형 카아트리지로 정진폭 녹음의 레코오드를 재생하면, 그 출력전압과 주파수 특성은 〔그림 164〕의 실선과 같이 주파수에 비례하여 증대한다. 이퀄라이저는 〔그림 164〕의 점선으로 나타낸 주파수 특성을 가지고 있고, 전자형 카아트리지의 출력전압을 보정하여 주파수에 관계 없이 평탄한 신호전압을 만들어 낸다.

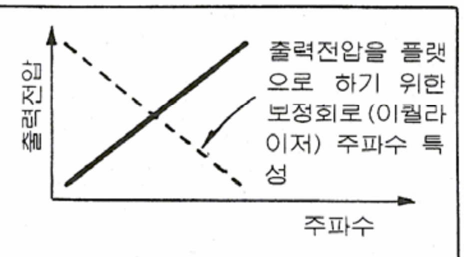


〔그림 165〕 정속도 녹음의 레코오드 음구

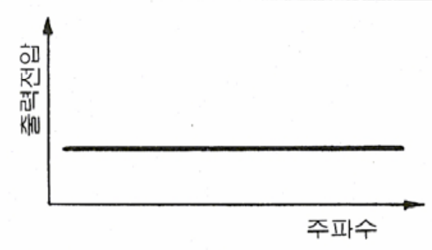
〔그림 165〕는 정속도형 녹음의 레코오드 음구이다. 일정한 입력신호에 대하여 주파수에 관계 없이 속도가 일정하게 되기 때문에 주파수가 낮을수록 진폭이 크게 되어 있다. 정속도 녹음의 레코오드를 전자형 카아트리지로 재생하면 〔그림 166〕의 평탄한 주파수 특성을 얻을 수 있다.

정속도 녹음은 옛날 레코오드에 사용되었지만 현재의 LP 레코오드는 모두 정진폭 녹음이기 때문에 전자형 카아트리지로 재생하려면 〔그림 164〕 점선으로 보인 주파수 특성을 가진 이퀄라이저가 필요하게 된다. 〔그림 167〕은 이퀄라이저에 사용되는 RIAA 보정 특성으로서 1,000Hz를 기준으로 했을 때, 20Hz에서 약 9배(19dB), 20,000Hz에서 1/9(−19dB)의 증폭 및 감쇠가 요구된다.

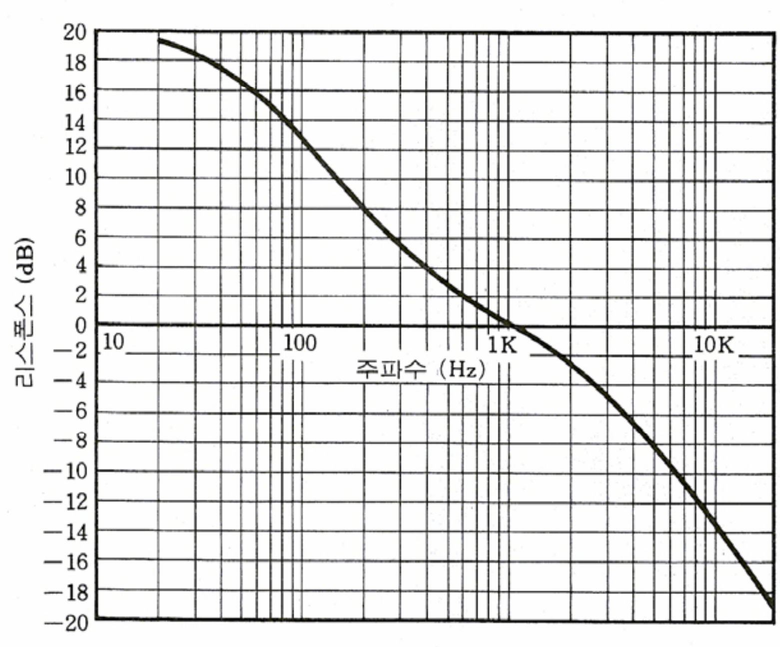
RIAA 보정특성을 얻으려고 부궤환(음되먹임)앰프를 이용한다. 즉 고역 주파수에서 NF가 강하게



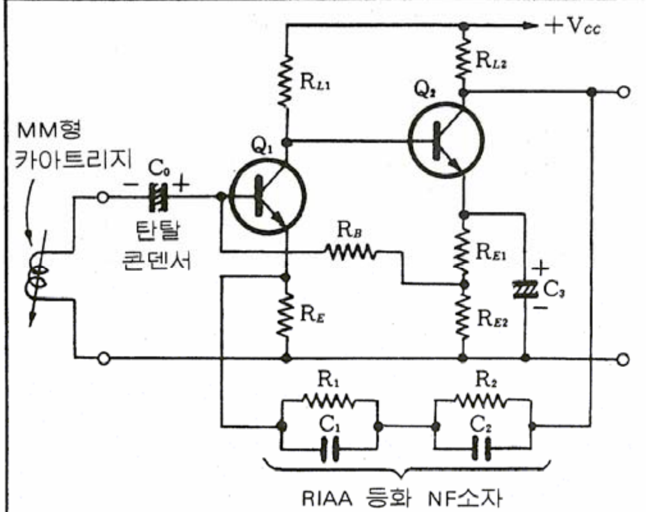
〔그림 164〕 속도형 카아트리지로 정진폭 녹음재생시의 출력전압 주파수특성



〔그림 166〕 속도형 카아트리지로 정속도녹음 재생시의 출력전압 주파수특성



〔그림 167〕 RIAA 보정특성



〔그림 168〕 트랜지스터에 의한 이퀄라이저

걸리고, 저역 주파수에서는 NF 걸리는 방식이 약하고 게인의 저하가 적은 회로로 하는 것이다.

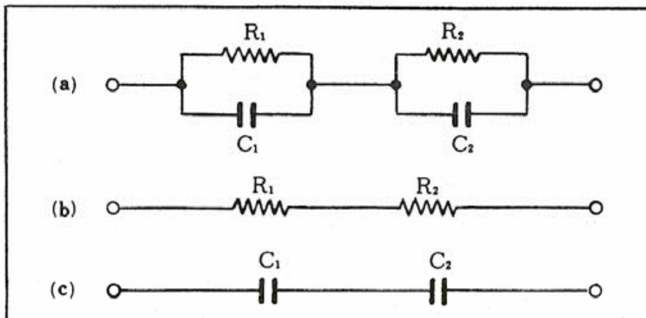
〔그림 168〕은 트랜지스터 2석으로 되는 이퀄라이저인데, Q_1 이미터에 Q_2 컬렉터에서 RIAA 등화 NF소자에 의하여 NF를 걸고 있다. RIAA 등화 NF 소자는 저항 R_1, R_2, 콘덴서 C_1, C_2를 직·병렬로 접속한 회로인데, 〔그림 169〕(a)에 이것을 나타냈다. 콘덴서는 직류를 흘리지 않기 때문에 직류에 대한 등가회로는 (b)의 R_1, R_2의 직렬로 바꾸어 놓을 수 있고, 낮은 주파수에 대해서도 거의 같은 방법을 적용할 수 있다.

한편 높은 주파수에서는 콘덴서의 리액턴스가 내려가기 때문에 저항 R_1, R_2를 무시하고 등가회로는 (c)와 같은 형으로 나타낼 수 있다. R_1, R_2, C_1, C_2를 잘 택하면 신호 주파수가 높을수록 NF가 세게 걸린다. 〔그림 168〕의 이퀄라이저는 간단히 만들 수 있고, 게인도 높게 취할 수 있지만 다음의 결점을 가지고 있다.

(1) Q_1 베이스는 직류적으로 어어드할 수 없기 때문에 콘덴서 C_0를 통하여 카아트리지에 접속하게 된다. 콘덴서 C_0는 잡음이 적은 탄탈 콘덴서를 사용하지 않으면 안되지만, 탄탈 콘덴서는 보통의 전해 콘덴서에 비해서 가격이 좀 비싸다. 또 C_0의 존재에 의해서 저역을 증강하지 않으면 안되는 이퀄라이저로서는 그만큼 마이너스의 요인으로 작용하게 된다.

(2) MM형 카아트리지의 부하저항은 30~100kΩ 이라든가 50~100kΩ으로 지시되어 있지만 〔그림 168〕의 이퀄라이저는 선택성의 NF가 걸리기 때문에 입력저항은 저역에서 낮고, 고역에서는 높게 되는 경향을 가졌기 때문에 주의해서 회로를 설계하지 않으면 앞서 말한 범위를 입력저항이 넘어 버릴 위험성이 있다.

이상과 같은 이유로 필자는 저잡음 FET를 초단으로 하고, 2단째를 저잡음 트랜지스터로 하는 이



〔그림 169〕 RIAA 등화 NF 소자의 방식

퀄라이저를 설계했다. FET는 입력저항이 매우 높고, 게이트는 어어드와 동전위이므로 결합 콘덴서는 필요 없게 되며, 입력저항도 주파수에 관계 없이 일정하게 유지된다. 회로도를 〔그림 170〕에 보였다.

Q_1은 저잡음 FET로서 **2SK40** Ⓓ를, 그리고 Q_2는 저잡음 트랜지스터 **2SA672** Ⓑ를 사용했다. **2SK40**은 드레인 전류 I_{DSS}(드레인·소오스간 전압 $V_{DS}=15V$, 게이트·소오스간 전압 $V_{GS}=0$일 때의 드레인 전류)에 의하여 Ⓐ, Ⓑ, Ⓒ, Ⓓ의 급이 있고, I_{DSS}와의 관계는 다음과 같다.

Ⓐ 0.3~0.8mA　　Ⓑ 0.6~1.4mA

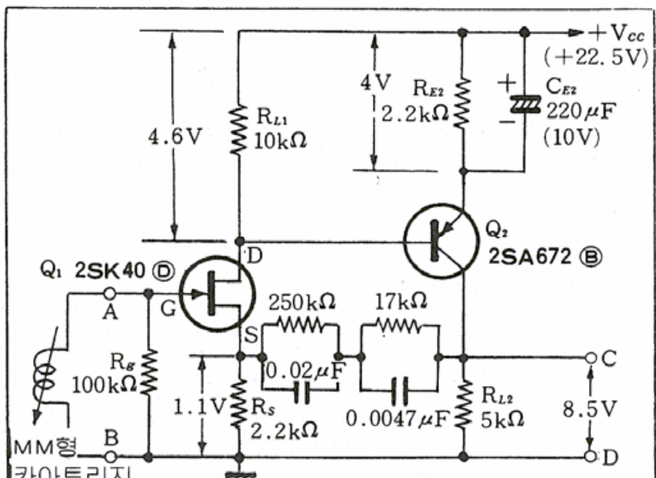
Ⓒ 1.2~3.0mA　　Ⓓ 2.6~6.5mA

2SA672는 직류전류 증폭률 h_{FE}($V_{CE}=-12V$, $I_C=-2mA$)의 값에 따라 Ⓐ, Ⓑ, Ⓒ로 분류되어 있다.

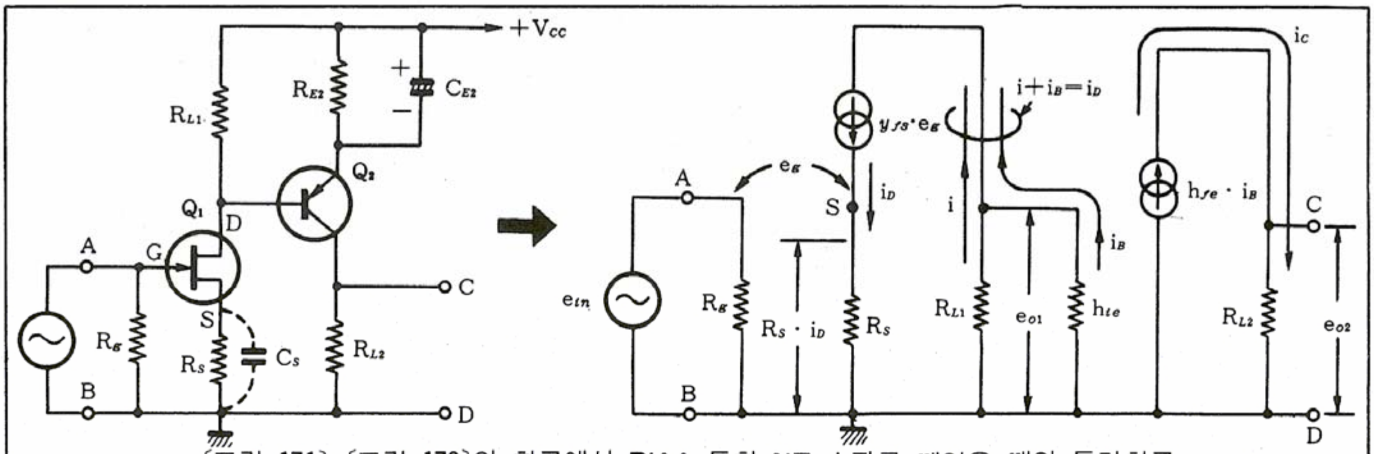
Ⓐ $h_{FE}=60\sim120$　　Ⓑ $h_{FE}=100\sim200$

Ⓒ $h_{FE}=160\sim320$

〔그림 170〕의 회로의 전압 게인은 실측 20Hz에서 거의 72배(37dB), 1,000Hz에서는 약 9배 (19 dB)이다. Q_1(**2SK40**)의 직류 부하는 10kΩ으로서, 여기에 병렬의 Q_2 베이스·V_{CC}간의 저항이 상당히 높지만 교류부하는 Q_2의 입력저항 h_{ie}(약 2kΩ)로서 낮은 편인데, R_S에 의한 전류 되먹임이 걸리기 때문에 초단의 게인은 1이하가 된다. 〔그림 171〕은 RIAA 등화 NF 소자를 떼었을 때의 이퀄라이



〔그림 170〕 초단에 FET를 사용한 이퀄라이저



〔그림 171〕〔그림 170〕의 회로에서 RIAA 등화 NF 소자를 떼었을 때의 등가회로

저 회로와 그 등가회로이다. Q_1은 소오스 저항 R_S가 있기 때문에 전류 부궤환이 걸리고, 정미 입력전압 e_g는 입력단자 A·소오스간의 전압에서

$$e_g = e_{in} - R_S \cdot i_D \quad \cdots\cdots (1)$$

로 주어진다. i_D는 FET의 상호 콘덕턴스(순전달 어드미턴스)를 y_{fs}라 하면

$$i_D = y_{fs} \cdot e_g \quad \cdots\cdots (2)$$

의 관계가 있는데, 초단의 출력전압을 e_{o1}이라 하면

$$e_{o1} = -i_D \cdot (R_{L1} /\!/ h_{ie}) \quad \cdots\cdots (3)$$

가 된다. $R_{L1} /\!/ h_{ie}$는 R_{L1}과 h_{ie}의 병렬저항값을 의미한다.

(1)식의 e_g를 (2)식에 대입하면

$$i_D = y_{fs}(e_{in} - R_S \cdot i_D)$$

여기서 i_D를 구하여

$$i_D = \frac{y_{fs} \cdot e_{in}}{1 + y_{fs} \cdot R_S} \quad \cdots\cdots (4)$$

을 얻는다. (4)식을 (3)식에 적용하여 전압 게인 e_{o1}/e_{in}을 계산한다.

$$\frac{e_{o1}}{e_{in}} = \frac{-y_{fs}\, R_{L1} /\!/ h_{ie})}{1 + y_{fs} \cdot R_S} \quad \cdots\cdots (5)$$

$y_{fs} = 1.3\text{m℧}$, $R_S = 2.2\text{k}\Omega$, $h_{ie} = 2\text{k}\Omega$, $R_{L1} = 10\text{k}\Omega$이라 하면

$$R_{L1} /\!/ h_{ie} = 2 \times 10/(10+2) = 20/12 \fallingdotseq 1.7\text{k}\Omega$$

이므로

$$\frac{e_{o1}}{e_{in}} = \frac{-1.3 \times 1.7}{1 + 1.3 \times 2.2} = \frac{-2.2}{1 + 2.86} = \frac{-2.2}{3.86} = -0.57$$

이 되어 게인은 1 이하이다.

이에 대하여 Q_2쪽은 입력전압이 e_{o1}이므로 입력 베이스 전류 i_B는

$$i_B = \frac{e_{o1}}{h_{ie}} \quad \cdots\cdots (6)$$

Q_2 컬렉터 부하저항 R_{L2}에는 i_B의 h_{fe} 배의 컬렉터 전류 $i_C = h_{fe} \cdot i_B$가 흐르기 때문에 출력전압 e_{o2}는

$$e_{o2} = -h_{fe} \cdot R_{L2} \cdot i_B = \frac{-h_{fe} \cdot R_{L2} \cdot e_{o1}}{h_{ie}} \quad \cdots (7)$$

로 주어진다. $h_{ie} = 2\text{k}\Omega$, $h_{fe} = 150$, $R_{L2} = 5\text{k}\Omega$으로 놓으면 전압 게인 e_{o2}/e_{o1}은

$$\frac{e_{o2}}{e_{o1}} = \frac{-h_{fe} \cdot R_{L2}}{h_{ie}} = \frac{-150 \times 5}{2} = -375$$

로서, 상당히 높게 된다. 전체 전압 게인은 375×0.57=214배이다. 〔그림 171〕에 점선으로 보인 것과 같이 R_S의 바이패스 콘덴서 C를 넣으면 전류 부궤환은 없어지고, 게인은 약 4배 상승하여 총 게인은 856배에 달한다. 이상의 계산에서 RIAA 등화 NF 소자와 R_S에 의하여 강도의 NF가 걸려 있음을 알 수 있다.

13·3 플랫 앰프

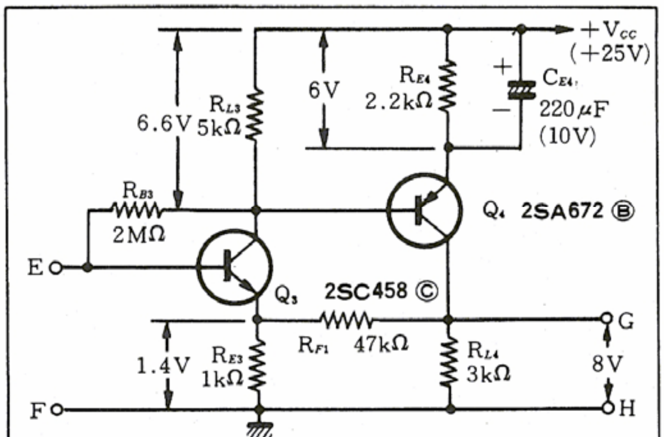
〔그림 172〕에 플랫 앰프의 회로도를 나타냈다. Q_3은 2SC458 Ⓒ, Q_4는 2SA672 Ⓑ로서 NPN, PNP 트랜지스터를 직결로 한 콤플리멘터리 회로이다. 2SC458은 저잡음 저주파 증폭용의 트랜지스터로서 직류전류 증폭률 h_{FE}의 값에 따라 다음과 같이 분류되고 있다.

Ⓑ 100~200, Ⓒ 160~320, Ⓓ 250~500

플랫 앰프의 전압 게인 G_F는 다음 식으로 계산된다.

$$G_F = 1 + \frac{R_{F1}}{R_{E3}} \quad \cdots\cdots (8)$$

(8)식에서 $R_{F1} = 47\text{k}\Omega$, $R_{E3} = 1\text{k}\Omega$이라 하면



〔그림 172〕 플랫 앰프의 회로도

$$G_F = 1 + \frac{47}{1} = 48$$

이 되지만, 실측값은 약 40배(32dB)이다. Q_3은 자기 바이어스 방식으로서 R_{B3}의 2MΩ이 바이어스 저항이다. 초단 트랜지스터 Q_3의 게인은 Q_4의 입력저항(h_{ie})이 낮기 때문에(이퀄라이저의 경우와 같은 이유로) 2배 이하이다. 그 대신 Q_3의 입력저항은 100kΩ 이상으로 높게 유지된다.

13·4 토운 콘트롤 회로

토운 콘트롤 회로는 일그러짐이 적은 NF형으로 했다. 〔그림 173〕에 회로 접속을 보였다. 앰프는 Q_5, Q_6(모두 **2SC458** Ⓒ)으로 되고, Q_5는 전류 부궤환이 걸린 이미터 접지, Q_6은 Q_5에 직결인 이미터 폴로워(컬렉터 접지)로 되어 있다.

NF는 Q_6의 출력단자 I에서 Q_5의 베이스 Ⓥ에 걸 수 있다. 회로가 복잡하기 때문에 알기 쉽게 그린 것이 〔그림 174〕이다. 〔그림 174〕에 있어서

(1) Z_i를 작게, Z_f를 크게 하면 NF는 약해지고 게인은 올라간다.

(2) 반대로 Z_i를 크게, Z_f를 작게 하면 NF가 강하게 걸려 게인은 내려간다.

이와 같은 성질이 있다.

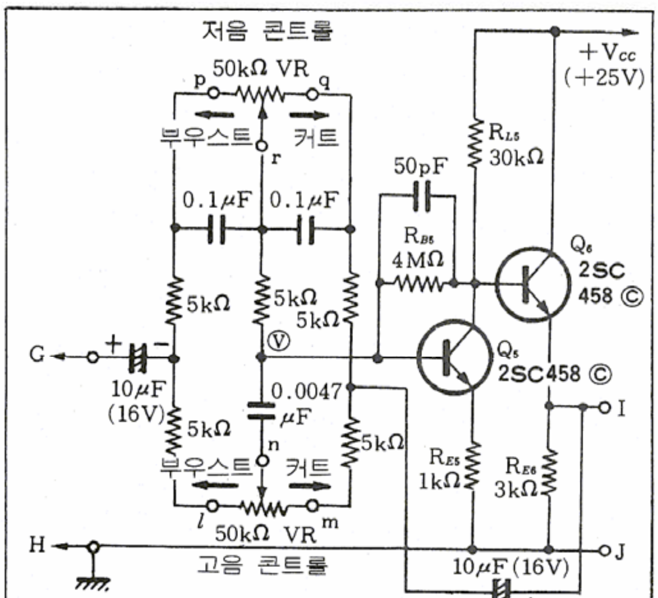
위의 성질을 염두에 두고 한번 더 〔그림 173〕을 보자.

☆ 먼저 저음에 대해서는 0.0047μF의 콘덴서가 큰 리액턴스로서 작용하기 때문에 밑쪽(고음 콘트롤) 바리오옴의 가동 접점 n은 분리되었다고 생각해도 좋고, 위쪽의 바리오옴만이 콘트롤 능력을 갖는다.

가령 위쪽 바리오옴 가동 접점 r을 p쪽에 접근시키면 G-Ⓥ간의 임피이던스(〔그림 174〕의 Z_i에 해당)는 내려가고, Ⓥ-I간의 임피이던스(〔그림 174〕의 Z_f에 해당)는 올라가기 때문에 저역이 부우스트(증강)된다. 반대로 가동 접점 r를 q쪽으로 가지고 가면 G-Ⓥ간의 임피이던스는 커지고 Ⓥ-I간의 임피이던스는 작아지고 저역이 커트된다.

☆ 고음에 대해서는 0.1μF 콘덴서 2개의 리액턴스가 낮으므로 저음 콘트롤 바리오옴의 p-q 단자간은 0.1μF 콘덴서로 쇼오트된 형태가 되고, 저음 콘트롤의 바리오옴은 무시할 수 있다.

고음 콘트롤 바리오옴의 가동접점 n은 l쪽으로 움직이면 G-Ⓥ간의 임피이던스가 내려가며, Ⓥ-I간의 임피이던스는 올라가기 때문에 고역이 부우스트 된다. 반대로 n을 m쪽에 접근시키면 G-Ⓥ간의 임피이던스는 증대하고, Ⓥ-I간의 임피이던스는 감소하여 고역 커트의 상태가 된다. Q_5의 컬렉터·베이스간에 있는 50pF의 콘덴서는 고역 부우스트때의 고주파 발진 방지용이다.



〔그림 173〕 토운 콘트롤 회로

13·5 파워앰프에 대하여

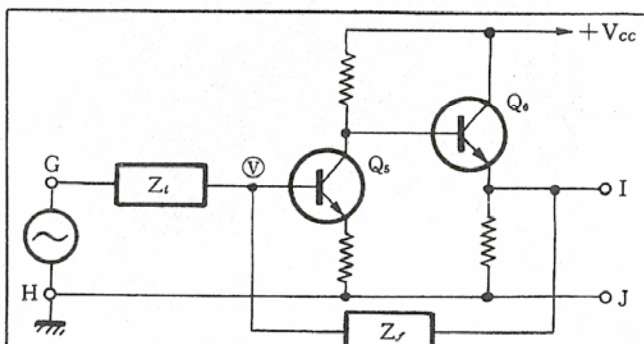
파워 앰프의 전체회로를 〔그림 175〕에 실었다. 매우 간단한 구성이지만 주파수 특성은 20Hz~100kHz에 걸쳐 플랫이고, 일그러짐도 적은 것이 특징이다. Q_7과 Q_8은 5·23에서 설명한 콤플리멘터리 차동 앰프로 되어 있는 점에 주의하기 바란다. Q_7, Q_8은 히타치의 HiFi 드라이버 **2SA673** Ⓑ와 **2SC1214** Ⓑ이다. 양 트랜지스터가 모두 직류전류 증폭률 h_{FE}에 의한 분류는 Ⓐ, Ⓑ, Ⓒ, Ⓓ의 4급이 있다.

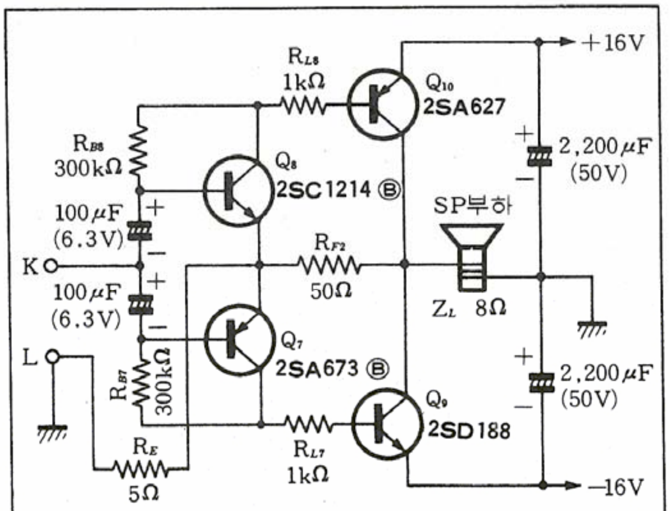
Ⓐ 40~70, Ⓑ 60~120,

Ⓒ 100~200, Ⓓ 160~320

파워 트랜지스터 Q_9와 Q_{10}은 **2SD188**과 **2SA627**의 페어를 사용했다. 입력은 Q_7, Q_8의 베이스에 동상으로 주어지고, Q_9, Q_{10}은 푸시풀 동작을 한다. 저항 R_{F2}와 R_E에 의하여 NF가 걸린다.

〔그림 175〕의 회로를 교류 등가회로로 고쳐 그리고, 또 상하의 부분을 2개로 나누면 〔그림 176〕이 얻어진다. Q_7, Q_8의 베이스에는 동상 입력이 인풋되기 때문에 베이스 전류 i_{B7}, i_{B8}은 같은 방향으로 흐른다. 〔그림 176〕에서는 베이스쪽 K, K′가 어어드쪽 L에 대하여 플러스 극성으로 되었을 때의 입력 베이스 전류를 적어 넣었다. 파워 트랜지


〔그림 174〕 NF형 토운콘트롤 회로의 원리



〔그림 175〕 파워 앰프 회로도

스터 Q_9, Q_{10}의 베이스 전류는 Q_7, Q_8의 컬렉터 전류이고, Q_9, Q_{10}의 출력 컬렉터 전류 i_{C9}, i_{C10} 은 스피이커 부하 $2Z_L$을 같은 방향으로 흘릴 수 있다.

〔그림 176〕에서 저항 R_E, R_{F2}가 $2R_E$, $2R_{F2}$에, 그리고 부하 임피이던스 Z_L이 $2Z_L$로서 모두 2배로 되어 있는 것은(이들이 병렬로 접속되어 있다) 〔그림 175〕의 회로를 2개로 나누었기 때문이다.

〔그림 177〕은 Q_8과 Q_{10}으로 되는 상반분을 떼내어 그린 것인데, 여기서 파워 앰프의 회로는 콤플리멘터리 2단 직결 앰프와 같고, 〔그림 172〕에 보인 플랫 앰프와 본질적으로 다름이 없다는 것을 알 수 있다. 따라서 전압 게인 G_p는

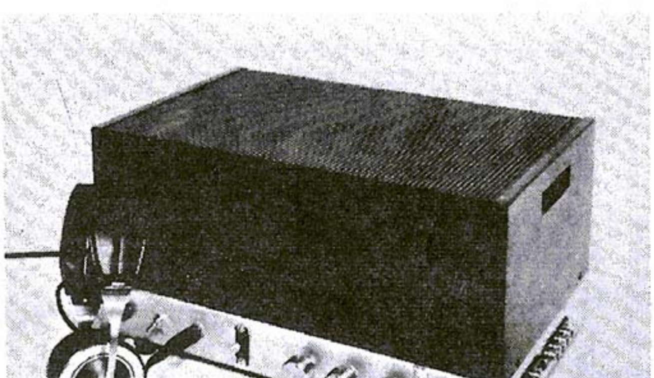
$$G_p = 1 + \frac{R_{F2}}{R_E} \quad \cdots\cdots (9)$$

로 주어진다.

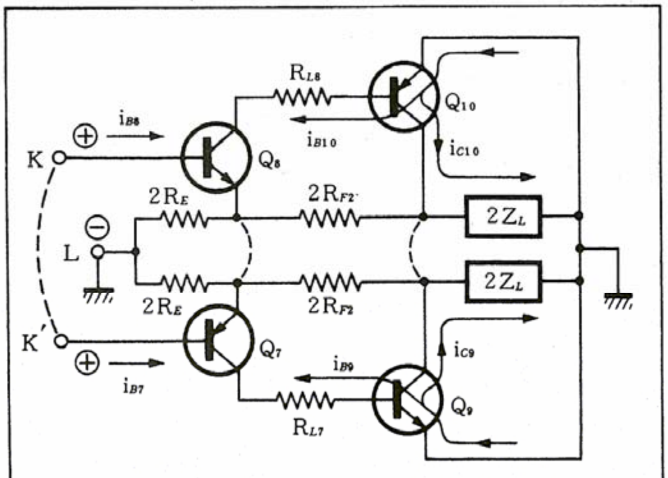
(9)식에 〔그림 175〕의 값, $R_E = 5\Omega$, $R_{F2} = 50\Omega$을 대입하면

$$G_p = 1 + \frac{50}{5} = 11$$

이 된다. 실측 게인은 약 10배(20dB)로서, 계산 결과와 일치한다.



앰프부와 스테레오 헤드폰



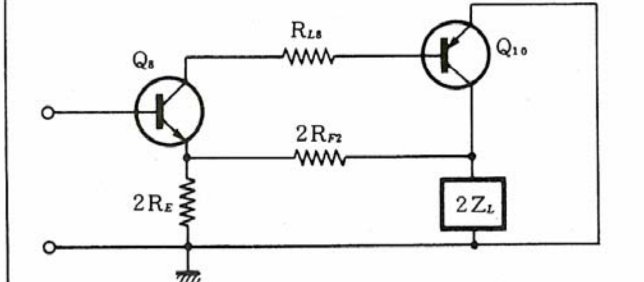
〔그림 176〕 파워 앰프 등가회로를 두부분으로 나눈다

파워 앰프를 구성하는 4석 트랜지스터의 동작점은 〔그림 175〕에 보인 베이스·바이어스 저항 R_{B7}과 R_{B8}, 및 Q_7, Q_8의 컬렉터 부하저항 R_{L7}과 R_{L8}에 따라 정해진다. Q_7, Q_8의 베이스·바이어스 전류가 작으면 Q_9, Q_{10}의 아이들 전류(무신호 때의 컬렉터 전류)는 작아지고, 꺼낼 수 있는 최대출력은 줄어진다. 그와 반대로 베이스·바이어스 전류를 증가하여 아이들 전류를 크게 하면 동작점은 A급에 가까와지고, 최대출력은 증가한다. 그 대신 파워 트랜지스터의 발열은 심해진다. 또 전원전압을 ±16V로 하면 아무리 아이들 전류를 크게 해도 꺼낼 수 있는 최대출력은 10W(부하 8Ω에서) 밖에 되지 않는다. 이것은 출력전압이 $13V_{P-P}$(피이크·피이크) 정도가 되면 파형의 상하 끝이 클립하기 시작하기 때문이다.

〔그림 175〕에서는 $R_{B7} = R_{B8} = 300k\Omega$, $R_{L7} = R_{L8} = 1k\Omega$으로서 완전히 대칭이 되어 있지만, 이것은 어디까지나 Q_7, Q_8과 Q_9, Q_{10}의 각 트랜지스터의 h_{FE}가 같고 특성곡선도 같은 경우로서, 실제의 조정단계에서는 h_{FE} 및 특성곡선의 오차에 의해 반드시 같은 값으로는 되지 않는다. 조정 방법에 대해서는 나중에 서술한다.

13·6 전체의 회로

한쪽 채널에 대한 전체회로를 〔그림 178〕에 보였다. 지금까지 설명해 온 각 회로 부분에 결합 콘



〔그림 177〕 Q_8과 Q_{10}에 의한 2단 되먹임 앰프

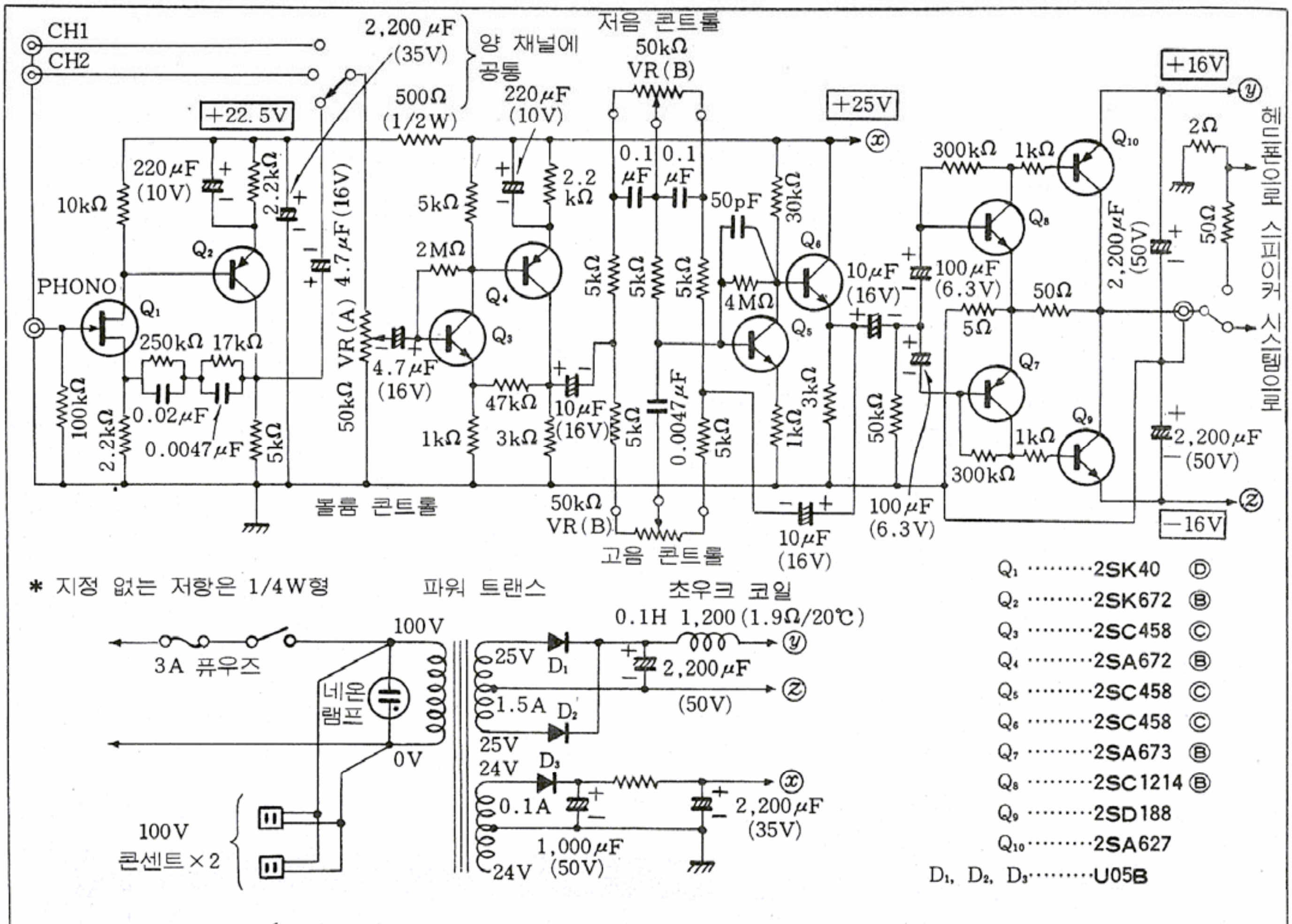
덴서, 전환 스위치, 입출력 단자, 전원용 콘덴서, 저항, 초우크 코일, 전원 트랜스가 가해져 상당히 복잡하게 되어 있다. 주의해야 할 점에 대하여 두세가지 적어 보면 다음과 같다.

☆ 볼륨 콘트롤용 50kΩ 바리오옴은 A형 또는 B형 중 어느 것이라도 좋지만, 토운 콘트롤용의 바리오옴은 B형으로 한다. (주) B형 바리오옴은 축의 회전각과 저항 변화가 직선적인데 대하여 A형은 대수적으로 변한다.

☆ 프리 앰프 전원용의 저항 500Ω 및 파워 앰프의 피이드백 저항 50Ω은 1W의 용량으로 한다. 또 이퀄라이저의 디커플링용 저항 500Ω은 1/2W를 사용한다. 그 밖의 저항은 1/4W 이하면 되지만 이퀄라이저, 플랫 앰프 부분은 잡음면에서 1/8W는 피하는 것이 좋을 것이다.

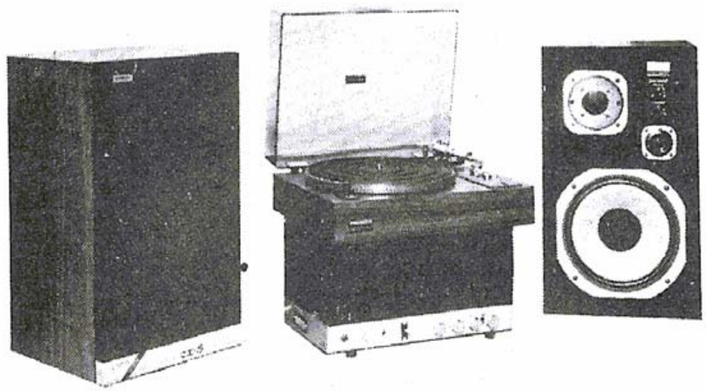
☆ 이퀄라이저의 초단 FET 게이트·입력단자간, 이퀄라이저 출력단자와 전환 스위치간, CH1, CH 2의 입력단자와 전환 스위치간, 전환 스위치와 플랫 앰프 입력 콘덴서간, 고저음 콘트롤의 바리오옴과 회로간의 배선은 시일드 와이어(비닐 피복이 좋다)를 사용한다.

☆ 이퀄라이저의 전원쪽 500Ω, 2,200μF(35 V)은 〔그림 178〕에 보인 것과 같이 양 채널에 공통이다.



〔그림 178〕 스테레오 프리메인 앰프의 전 회로도(한쪽 채널분만)

14 만들기 쉽고 좋은 음을 즐길 수 있는 스테레오 메인 앰프의 설계와 제작(제작조정편)





14·1 프린트 기판의 제작과 섀시 가공

프린트 기판은 지금까지의 것에 비하면 상당히 크고, 〔그림 179〕와 같이 26cm×8.5cm이다. 이 중에 이퀄라이저, 플랫 앰프, 토운 콘트롤, 파워 앰프의 드라이버 좌우 양 채널분을 한데 모아 배선해 버린다. 프린트 기판 중앙에는 폭 1cm의 어어드선을 만들고, 그 상하에 좌우 채널 회로를 거울에 비친 상과 같이 대칭으로 배치한다.

+22.5V, +25V의 전원 라인은 프린트 기판의 가장자리를 따라, 역시 폭 1cm로 포선한다. +22.5V의 이퀄라이저 전원은 상하에서 가장자리가 끊어져있기 때문에 Ⓐ의 비닐 피복선으로 점핑 배선을 해 둔다.

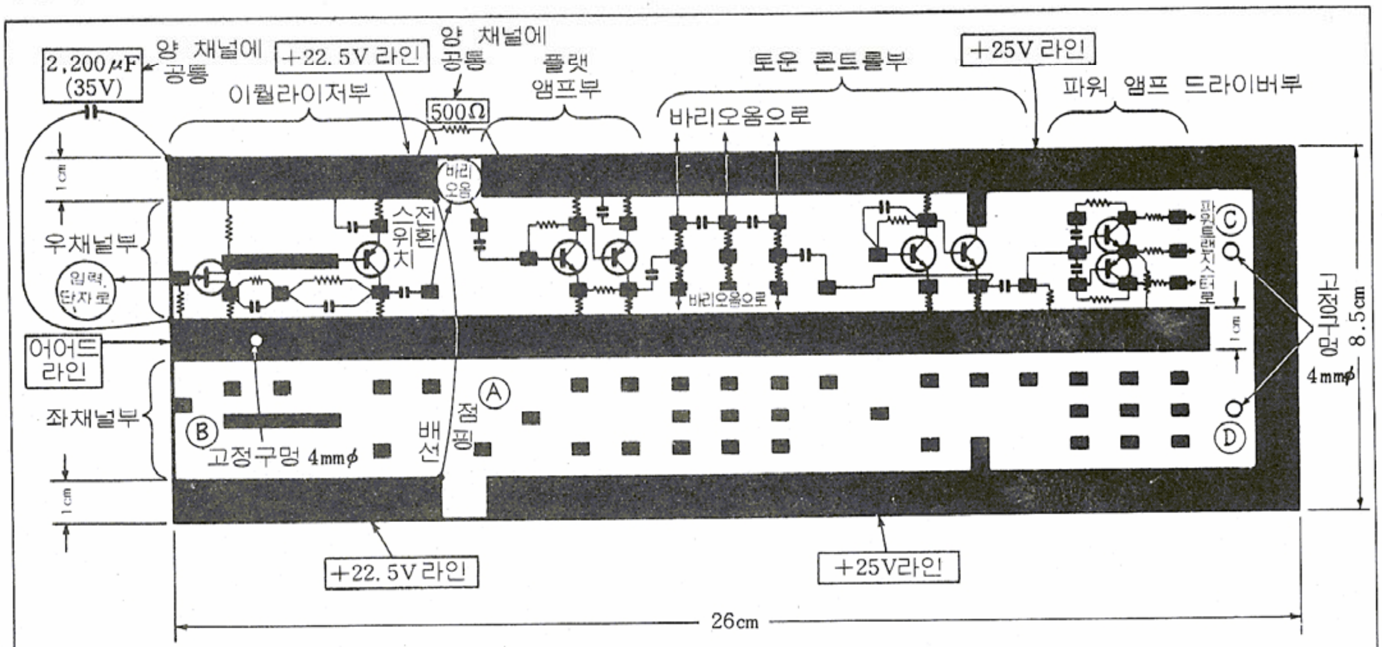
섀시에 고정하는 구멍은 4mmφ로 하고 3군데(Ⓑ Ⓒ, Ⓓ) 뚫는다. Ⓑ는 어어드 라인 위에서 섀시에 대한 1점 어어드를 하는데 이용한다.

다음에 섀시의 구멍 뚫기 가공도를 〔그림 180〕에 그려 놓았다.

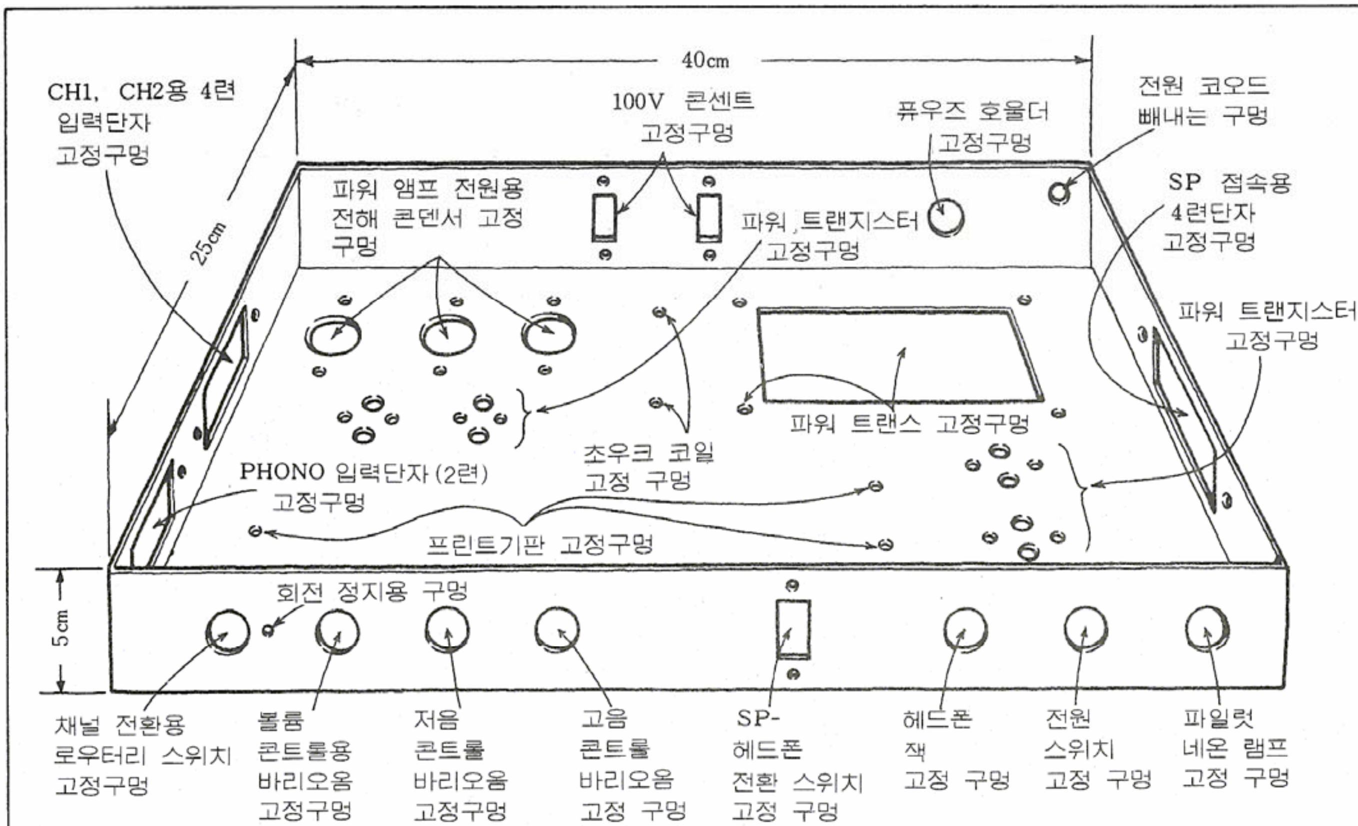
☆ 섀시 앞면에는

(1) 채널 전환용 로우터리 스위치(3 접점 2회로)

(2) 볼륨 콘트롤용 바리오옴(50kΩ의 A 또는 B 형)



〔그림 179〕 프린트 기판 패턴도



〔그림 180〕 섀시의 구멍 뚫기 가공도

(3) 저음 콘트롤용 바리오옴(50kΩ의 B형)
(4) 고음 콘트롤용 바리오옴(50kΩ의 B형)
(5) SP－헤드폰 전환용 2련 스냅스위치
(6) 헤드폰 잭
(7) 전원 스위치
(8) 파일럿 네온램프
이상 8군데에 구멍을 뚫어야 한다.

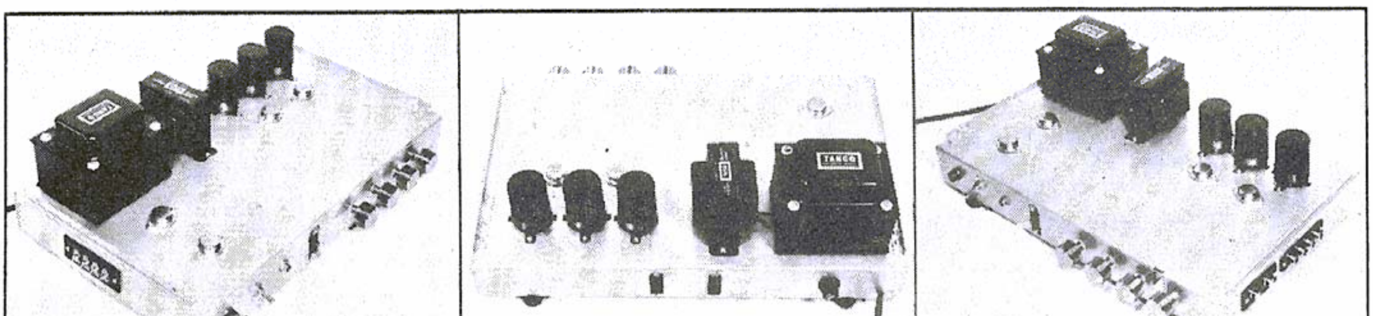
☆ 섀시 윗면은
(1) 파워 트랜스
(2) 초우크 코일
(3) 파워 앰프 전원용 전해 콘덴서×3
(4) 파워 트랜지스터×4
(5) 프린트 기판
용의 구멍을 뚫는다.

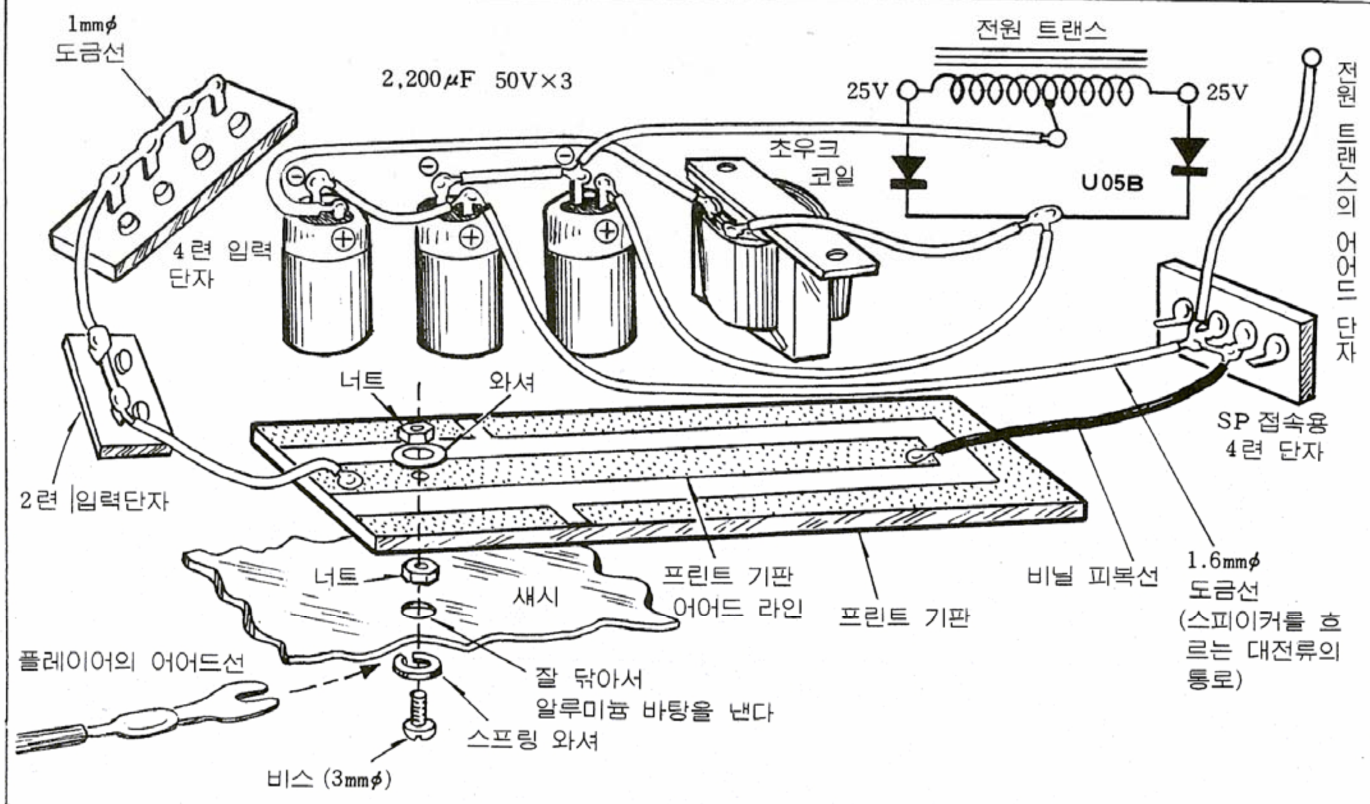
☆ 왼쪽면에는 2련(PHONO), 4련(CH1, CH2) 입력단자의 고정구멍을, 오른쪽면에는 스피이커 시스템 접속의 4련 단자 구멍을 만든다.

☆ 뒷면에는 100V 전원 콘센트 고정구멍×2, 퓨우즈 호울더 고정구멍×1, 전원 코오드를 꺼내는 구멍이 있다.

각진 구멍은 끌로 파내든가 전기 드릴로 작은 구멍을 연속으로 뚫어서 떼낸 다음 줄로 쓸어 완성시킨다. 전해 콘덴서의 둥근 구멍은 진공관용의 섀시 펀치로 뚫으면 1발로 다 된다. 크고 둥근구멍은 전기 드릴로 어느 정도의 크기까지 뚫은 다음 리이머를 사용하여 알맞는 크기로 넓히면 된다. 어쨌든 구멍을 뚫은 후에는 뚫은 자리가 울퉁불퉁해져 있으므로 끌로 깨끗이 깍아 버린다. 줄로 문질러도 좋지만 섀시의 깨끗한 면에 흠을 낼 염려가 있다. 파워 트랜지스터를 고정할 섀시 윗면의 구멍은 특히 정성들여 가장자리를 다듬어야 한다. 절연용의 마이카나 혹은 마일러 필름 고정시에 필름이 찢어져 절연의 역할을 못하게 될 우려가 있기 때문이다.

섀시의 구멍 뚫기 가공은 외관에 큰 영향을 미치기 때문에 조심해서 해야 한다.


스테레오 프리메인 앰프의 섀시. 〔그림 180〕과 대조해 보자



〔그림 181〕 어어드의 고정법

14·2 어어드를 취하는 법

오오디오 앰프의 어어드는 성능상 매우 중요하다. 어어드를 취하는 방법이 나쁘면

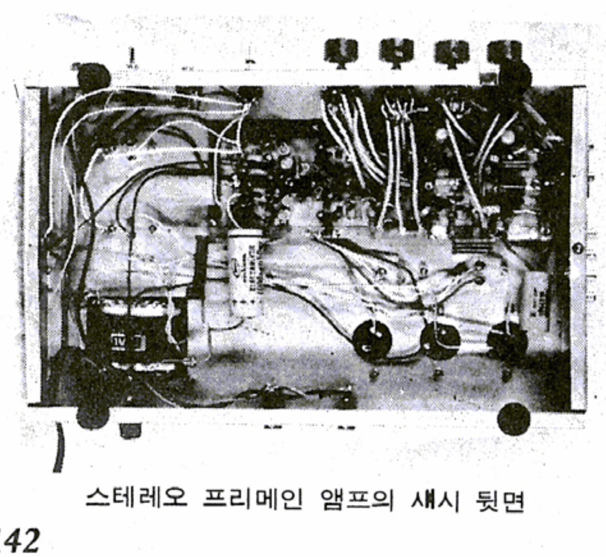
(1) 60Hz의 노이즈를 수음한다.

(2) 앰프가 발진상태로 된다.

이와 같은 문제를 일으켜 어쩔 수 없게 된다. 〔그림 181〕에 본 앰프의 어어드 취하는 방법을 그려 놓았다. 중요한 포인트는 2개가 있다.

(1) 섀시와의 어어드는 입력에 가까운 1점에서 하여, 이른바 1점 어어드로 한다.

(2) 파워 트랜지스터의 출력전류가 흐르는 어어드 라인은 프리앰프에서 분리하여 별도의 굵은 선으로 어어드선을 뺀다.



스테레오 프리메인 앰프의 섀시 뒷면

〔그림 181〕에서 프린트 기판의 어어드선상에 뚫은 고정구멍은 섀시와의 1점 어어드를 겸하고 있다. 섀시의 구멍 주변은 사포로 문질러 도료 등을 지운다. 그리고 스피이커에 흐르는 파워 앰프출력전류는 1.6mmφ의 굵은 도금선을 통하여 직접 2,200 μF의 전해 콘덴서에 돌아가게 되어 있다.

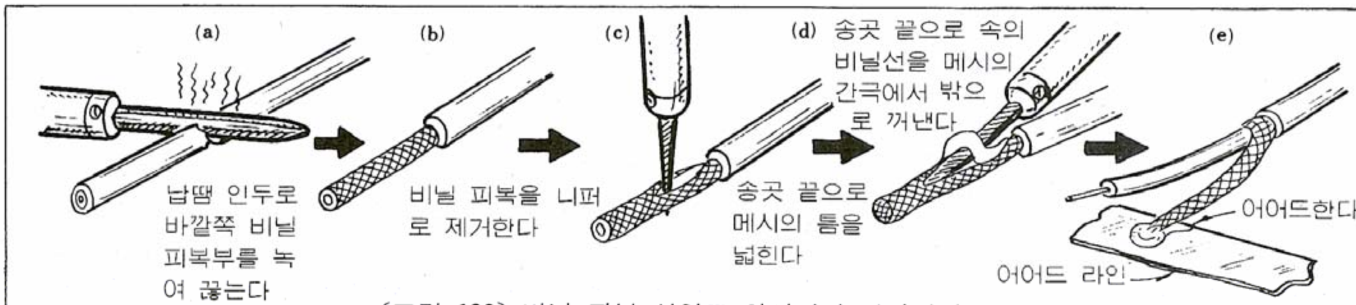
파워 트랜지스터의 어어드와 프리앰프의 어어드를 공용하면 반드시 저역과 고역의 발진을 일으키므로 〔그림 181〕의 접속 방법을 지키지 않으면 안된다. 어쨌든 20Hz에 대한 프리앰프, 파워 앰프를 포함한 총전압 게인은 10,000배 이상이나 된다.

플레이어의 어어드선도 1점 어어드의 비스를 이용하면 될 것이다.

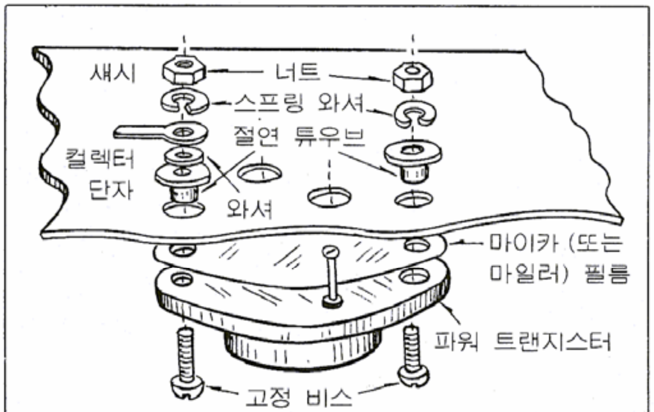
앞장에서 말한 바와 같이 입력단자, 채널 전환 스위치, 볼륨 콘트롤용 바리오옴, 고저음 콘트롤용 바리오옴과 프린트 기판간의 배선에는 비닐 피복의 시일드 와이어를 사용한다. 이 경우 시일드의 메시(그물눈)를 어어드하지 않으면 안되는데, 그 처리 방법을 〔그림 182〕에 나타냈다.

그리고 〔그림 182〕의 처리는 절단한 시일드 와이어의 한쪽만으로도 좋고, 나머지는 시일드 메시를 베어내어 보통의 비닐선과 같은 요령으로 다룬다.

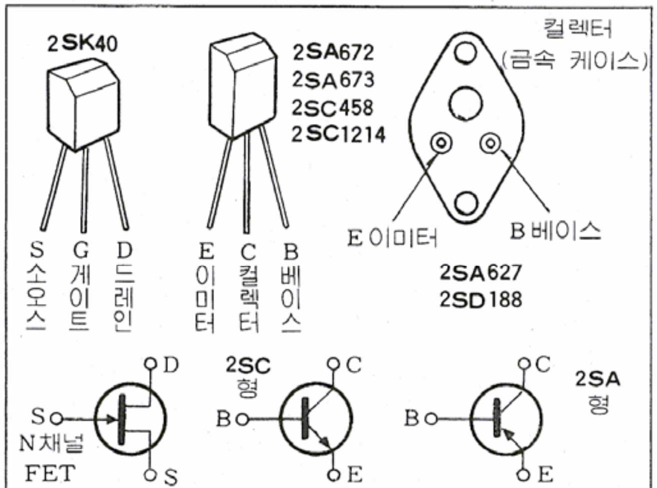
〔그림 183〕은 파워 트랜지스터의 고정법이고, 〔그림 184〕는 사용 트랜지스터의 전극의 위치관계를 나타내고 있다.



〔그림 182〕 비닐 피복 시일드 와이어의 말단처리



〔그림 183〕 파워 트랜지스터의 고정법



〔그림 184〕 트랜지스터 전극 보는 법

14·3 앰프의 조정법

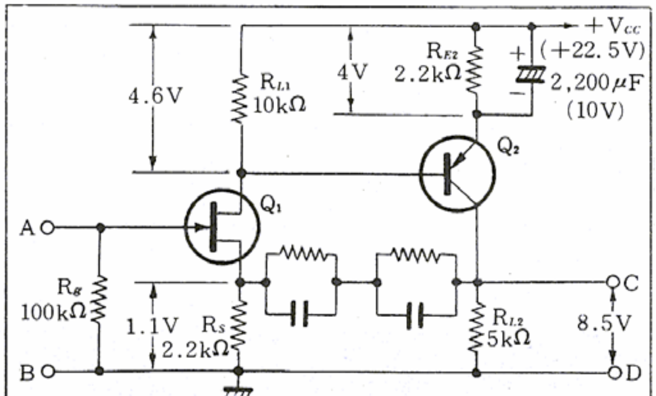
〔그림 185〕, 〔그림 186〕, 〔그림 187〕에 이퀄라이저, 플랫 앰프, 토운 콘트롤 앰프의 각부 직류 전압을 나타냈다.

진공관 앰프와 달라서 트랜지스터는 특성의 오차가 심하기 때문에 여러분이 만든 회로에서는 반드시 이 그림들에 적혀 있는 값과 같은 전압이 된다고는 할 수 없다. 출력단자에서 ±2V 정도의 편차는 일단 각오하고 있는 것이 좋을 것이다.

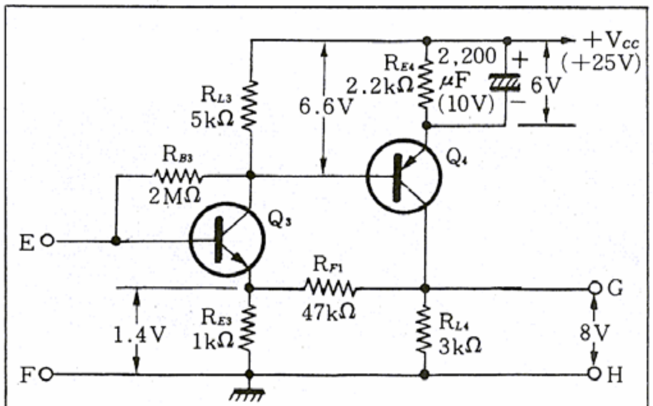
±4V 이상의 심한 차이가 출력단자 사이(각 그림의 C～D, G～H, I～J간)에 있을 때는 수정할 필요가 있다. 수정 요령은 다음과 같다.

(1) 이퀄라이저

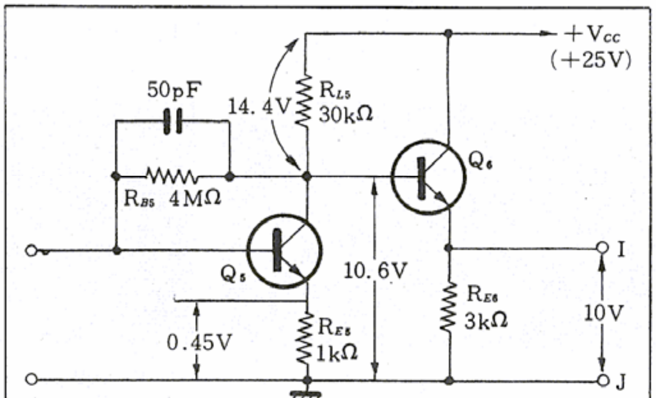
C～D간 전압이 8.5V보다 훨씬 낮을 때는 Q_2의 이미터 저항 R_{E2}를 2.2kΩ보다 작게 한다. 반대의 경우는 R를 크게 한다.



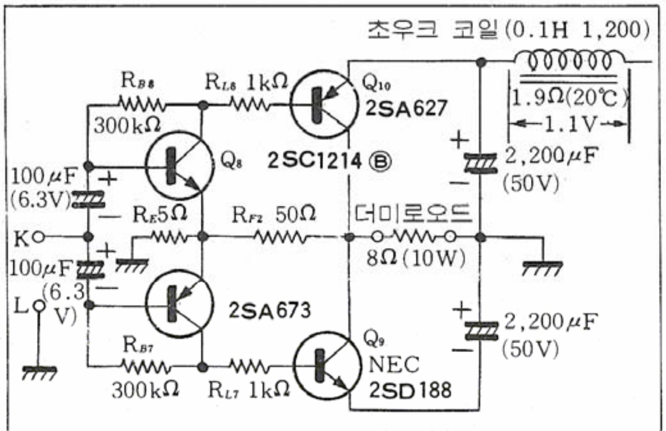
〔그림 185〕 이퀄라이저의 각부 전압



〔그림 186〕 플랫 앰프의 각부 전압



〔그림 187〕 토운 콘트롤 앰프의 각부전압



〔그림 188〕 파워 앰프의 조정

(2) 플랫 앰프

G~H간의 전압이 8V보다 훨씬 낮을 때는 Q_3의 베이스・바이어스 저항 R_{B3}의 2MΩ을 작게 한다. 그와 반대의 경우에는 R_{B3}을 2MΩ 이상으로 증가한다.

(3) 토운 콘트롤 앰프

I~J간의 전압이 10V 보다 너무 낮을 때는 Q_5의 베이스・바이어스 저항 R_{B5}의 4MΩ을 크게 한다. 반대로 10V보다 너무 높을 경우에는 R_{B5}를 4MΩ 이하로 줄인다.

(4) 파워 앰프

파워 앰프의 조정은 트랜지스터의 h_{FE}가 맞아 있으면 간단하지만, 실제로 그런 일은 드물고 조정하는데 시간이 좀 걸린다. 좌우 양 채널의 동시 조정은 측정기가 완비되어 있으면 가능하지만 아마튜어가 테스터 하나로 하려고 하면 아무래도 한쪽 채널씩 할 수 밖에 없다.

우선 왼쪽 채널파워 트랜지스터의 플러스・마이너스 두 전원에 접속할 선(2SA627과 2SD188의 이미터로 가는 선)을 떼고, 오른쪽 채널에만 더미로오드의 8Ω(10W 정도의 권선저항)을 접속한 후, 전원을 넣는다(〔그림 188〕). 전원을 넣고 10분쯤 있다가 Q_9(2SD188)와 Q_{10}(2SA627)의 컬렉터・이미터간 전압 V_{CE}를 잰다. 양쪽 V_{CE}의 절대값이 같으면 중점이 취해져 있는 것으로서, 제 1 의 관문은 돌파한 셈이 된다.

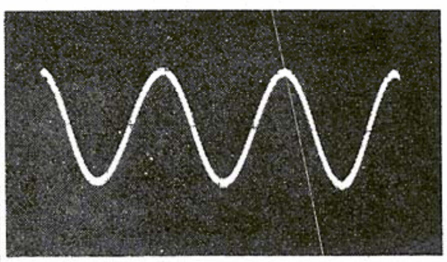
Q_9와 Q_{10}의 V_{CE} 절대값($|V_{CE}|$)이 같지 않을 때는 다음의 요령으로 조정한다.

(1) Q_9의 $|V_{CE}|$가 Q_{10}의 $|V_{CE}|$보다 작을 때는 Q_7의 베이스・바이어스 저항 R_{B7}(300kΩ)을 크게 하든가, Q_8의 베이스・바이어스 저항 R_{B8}(300kΩ)을 작게 한다.

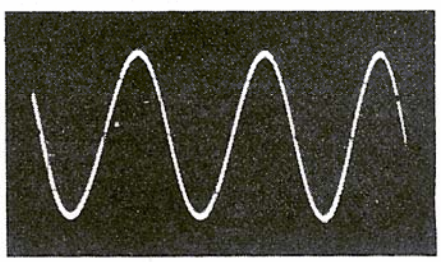
(2) Q_9의 $|V_{CE}|$가 Q_{10}의 $|V_{CE}|$보다 크면 Q_7의 베이스・바이어스 저항 R_{B7}(300kΩ)을 작게 하거나 Q_8의 베이스・바이어스 저항 R_{B8}(300kΩ)을 크게 한다.

Q_7, Q_8과 Q_9, Q_{10}의 h_{FE} 오차가 심할 때는 R_{B7}과 R_{B8}의 비가 2:1로 크게 벌어지는 수도 있다.

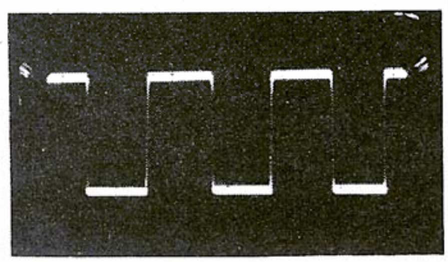
이렇게 하여 중점이 취해지면, 다음에 파워 트랜지스터의 이미터・아이들 전류(컬렉터・아이들전류와 거의 같다)를 측정한다. 테스터의 DC 1A 전류 레인지를 사용하면 이상적이지만, 일일이 배선을 떼는 수고가 필요하므로 간단하게는 초우크 코일 양 끝의 전압을 측정하여 추정한다. 초우크 코일의 직류저항은 20℃에서 1.9Ω, 20℃ 이상이 되면 1.9Ω 이상으로 증가한다. 그래서 저항을 일단 2Ω으로 하고, 측정한 전압을 2Ω으로 나누면 계산



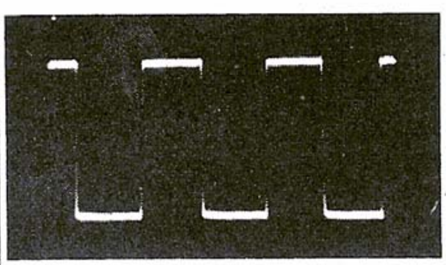
1,000Hz 정현파 입력파형



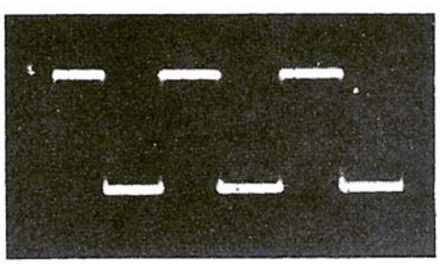
1,000Hz 정현파 출력파형 15V$_{P-P}$



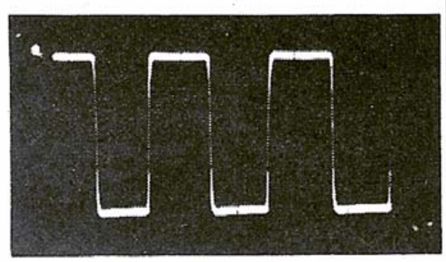
1,000Hz 방형파 입력파형



1,000Hz 방형파 출력파형 14V$_{P-P}$



10,000Hz 방형파 입력파형



10,000Hz 방형파 출력파형 14V$_{P-P}$

입력단자 CH_1 토운 콘트롤 플랫 부하 8Ω 순저항 부하

이미터 · 아이들 전류를 구할 수 있는 것이다.

이미터 전류를 0.55A로 하려면 초우크 코일 전압이 0.55A×2Ω=1.1V가 아니면 안되고, 초우크 코일 전압이 1.1V 이상이면 위에 구한 R_{B7}과 R_{B8}의 비율을 바꾸지 않고 크게 한다. 이를테면 R_{B7}=300kΩ, R_{B8}=250kΩ인 경우, 300×1.2=360kΩ, 250×1.2=300kΩ이 된다.

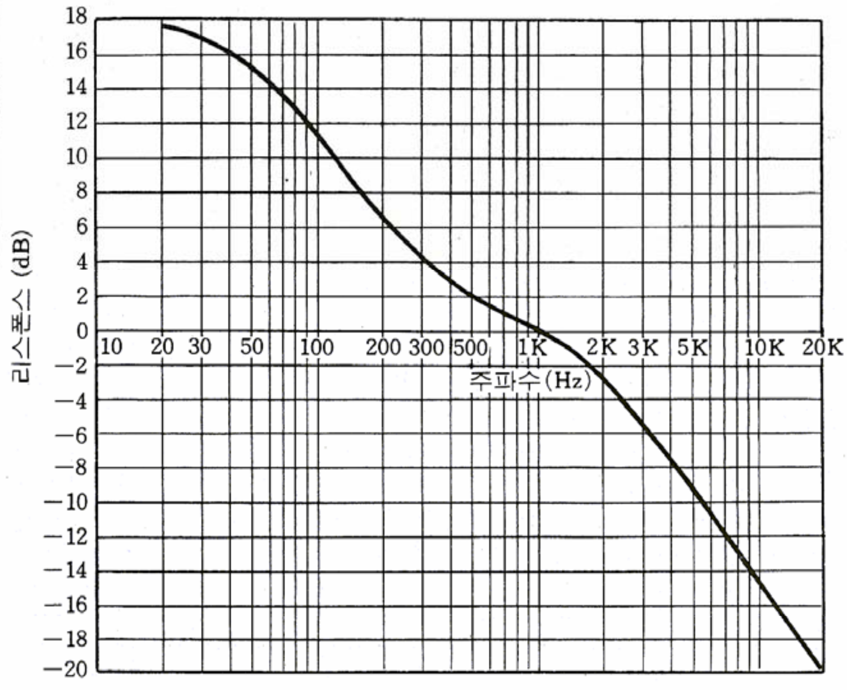
반대로, 초우크 코일 전압이 1.1V 이하일 때는 R_{B7}, R_{B8}의 비율을 같게 하면서 작게 한다.

이상의 조작을 좌, 우 양 채널에 대하여 따로 따로 한 후, 양 채널의 +·− 전원 라인을 접속하여 입력을 한다. 양 채널에 입력이 되면 이미터 · 아이들 전류는 좌우 따로 따로일 때의 0.55A 보다 감소하고, V_{CE} 도 낮아질 것이다. 이 상태로 파워는 최대 약 6W 가까이까지 취할 수 있다.

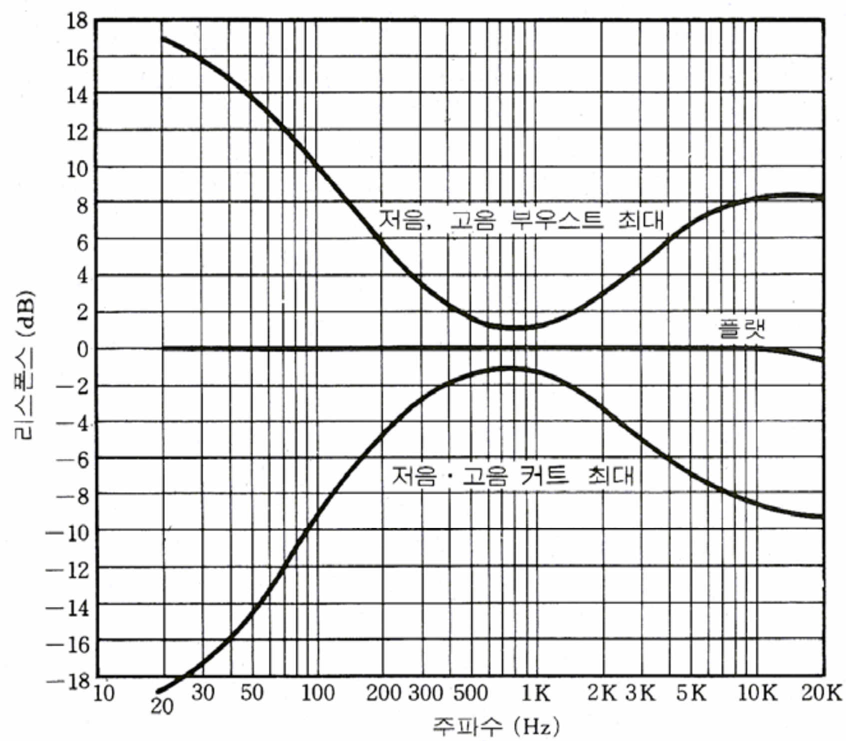
9W 정도의 파워를 얻으려면 아이들 전류를 0.6A 부근으로 택한다. 이 경우 여름철에는 파워 트랜지스터의 온도가 손을 댈 수 없을 정도로 상승하기 때문에 히이트싱크를 사용한다든지 하여 방열을 좋게 한다.

이상으로 제작과 조정의 중요한 점에 대한 설명을 끝마친다.

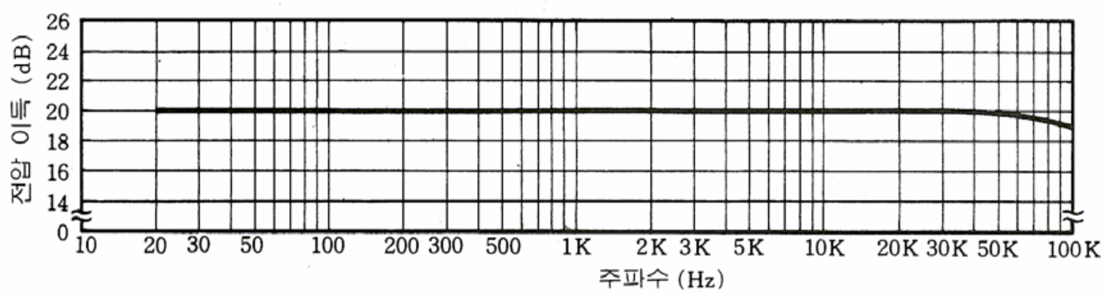
그리고 **〔그림 189, 190, 191, 192〕**에 각부의 주파수 특성을 나타냈다.



〔그림 189〕 이퀄라이저 주파수특성



〔그림 190〕 토운 콘트롤 회로 주파수특성

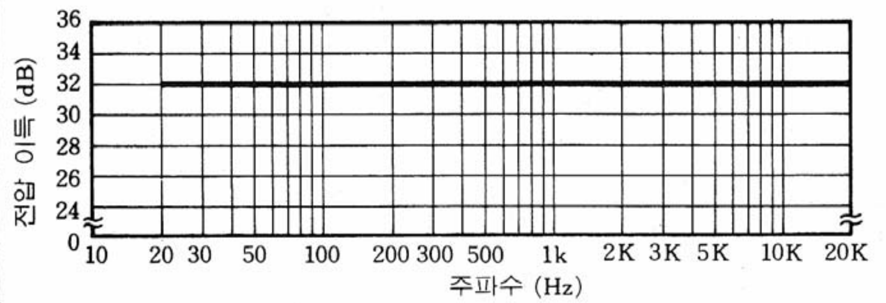


〔그림 191〕 파워 앰프 주파수특성 (출력 3W 때)

스테레오 프리메인 앰프의 부품표

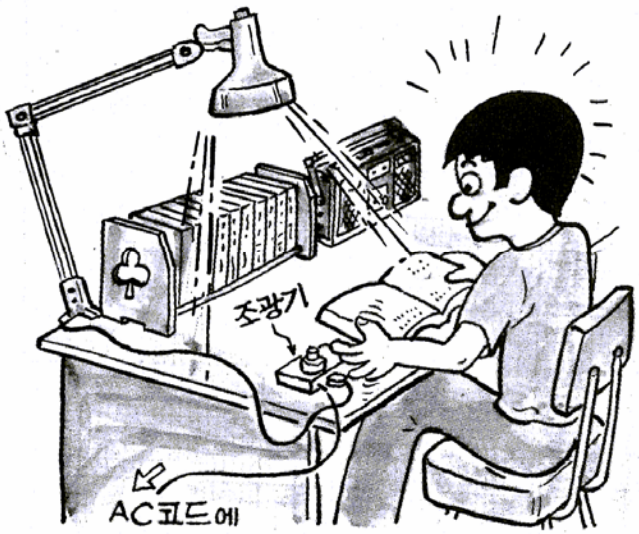
2SK40 Ⓓ, 2SA673 Ⓑ, 2SC1214 Ⓑ,
2SA627, 2SD188 ··각2
2SA672 Ⓑ ······················4, **2SC458** ···················6
U05B···3
저항 1/4W
2Ω, 10kΩ, 17kΩ, 30kΩ, 47kΩ, 50kΩ, 100kΩ,
250kΩ, 2MΩ, 4MΩ·······································각2
3kΩ, 300kΩ ··각4
1kΩ·········8, 2.2kΩ ·········6, 5kΩ ·············14
50Ω (1W) ···············6, 500Ω (1/2W) ···············2
콘덴서 마일러 0.0047μF, 0.1μF························각4
0.02μF···2
세라믹 50pF···2
4.7μF (16V), 100μF (6.3V), 220μF (10V) ·········4
10μF (16V) ···············6, 1,000μF (50V) ············1

2,200μF (35V) ············2, 2,200μF (50V) ·········3
2 련 바리오옴 (50kΩ) B형 ·································2
A형 또는 B형 ·····················1
3 접점 2 회로전환 로우터리스위치, 2 접점 2 회로
전환 스냅스위치, 전원 토글스위치 ··················각1
네온램프, 3A퓨우즈, 퓨우즈 호울더 ··················각1
100V 콘센트···············1, 손잡이·························4
2 련, 4 련 입력단자, 4 련 출력단자 ···················각1
섀시 (40×25×5cm), 전원트랜스 ························각1
초우크 코일 (1.9Ω/20℃), 헤드폰용 잭 ···············각1
도금선 1mmφ, 1.6mmφ ·······································각50cm
비닐피복 시일드 와이어 ································· 3m
비닐피복선 ···5m
전원코오드 (플러그 부착) ································2m
헤드폰, 플레이어·········1, 스피이커 시스템 ······1조



〔그림 192〕 플랫 앰프 전압 이득 주파수 특성

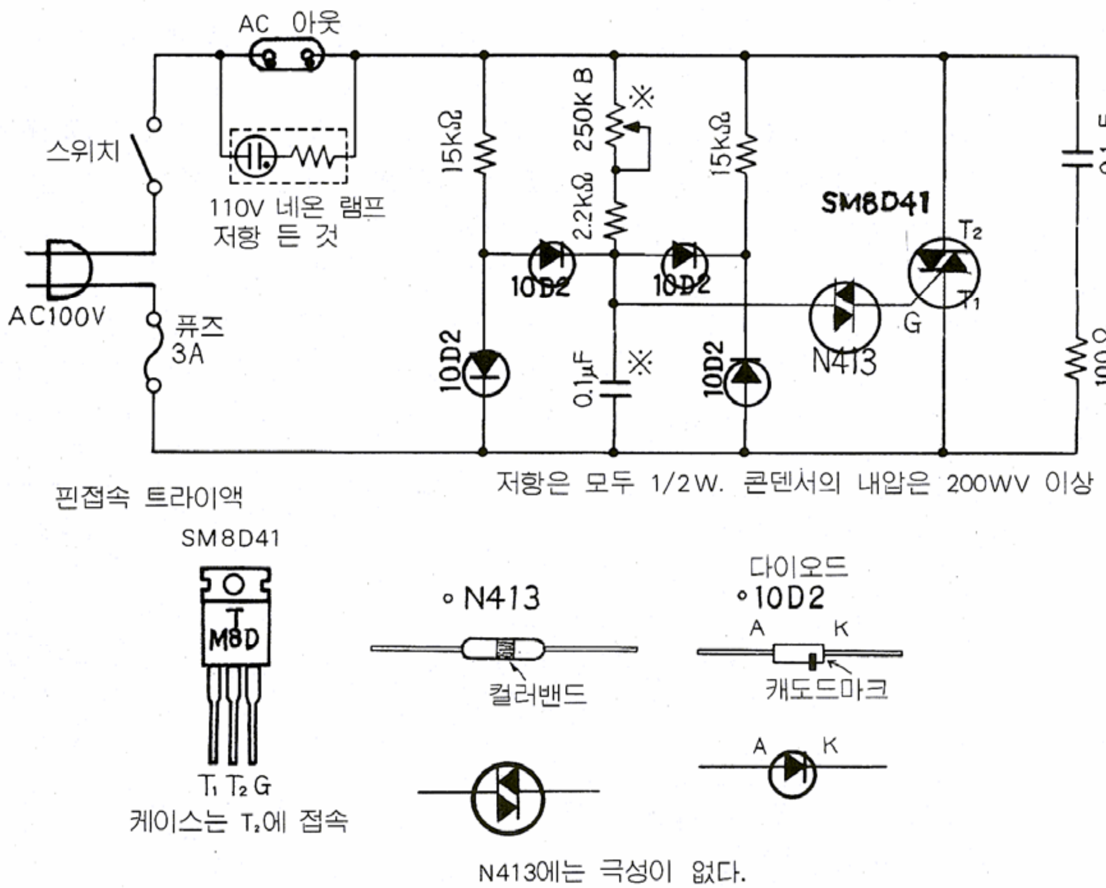
15 누구든지 만들 수 있는 카세트 파워 콘트롤러의 제작법



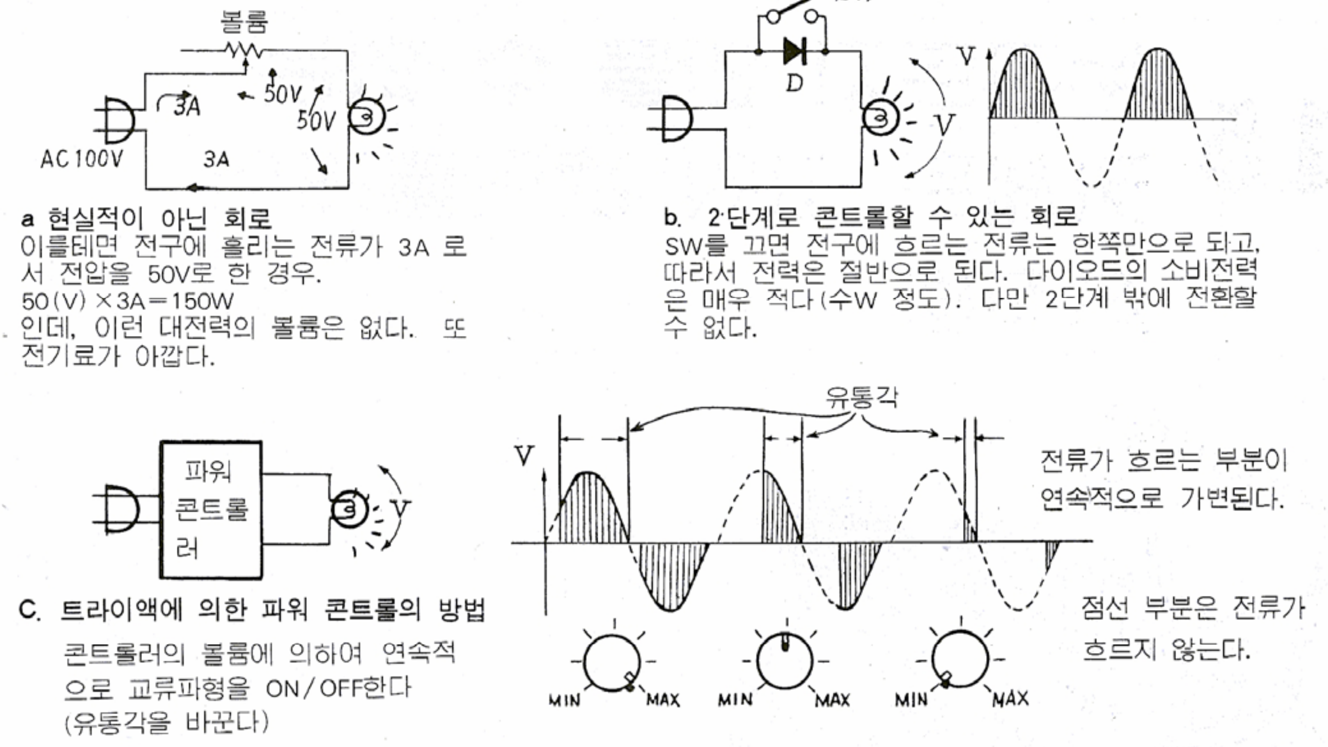
AC100V의 전압을 가변하여 전구의 밝기를 콘트롤하기 위해서, 전에는 슬라이댁이라는 트랜스의 변형물 같은 장치(약간 크다고나 할까?)를 사용했다. 사용하는 경우, 3A의 전류를 슬라이댁으로 콘트롤하면 이 슬라이댁의 무게는 무려 수 kg이나 된다.

옛날 이야기는 그만 두고, 이달의 카세트 케이스에서는 AC100V를 전자적으로 콘트롤 하는 파워 콘트롤러를 만들었다. 이 파워 콘트롤

〔그림 193〕 카세트 파워 콘트롤러 의 회로도



〔그림 194〕 전력의 콘트롤에 대하여



a 현실적이 아닌 회로
이를테면 전구에 흘리는 전류가 3A 로서 전압을 50V로 한 경우.
50(V)×3A=150W
인데, 이런 대전력의 볼륨은 없다. 또 전기료가 아깝다.

b. 2단계로 콘트롤할 수 있는 회로
SW를 끄면 전구에 흐르는 전류는 한쪽만으로 되고, 따라서 전력은 절반으로 된다. 다이오드의 소비전력은 매우 적다(수W 정도). 다만 2단계 밖에 전환할 수 없다.

전류가 흐르는 부분이 연속적으로 가변된다.

점선 부분은 전류가 흐르지 않는다.

C. 트라이액에 의한 파워 콘트롤의 방법
콘트롤러의 볼륨에 의하여 연속적으로 교류파형을 ON/OFF한다
(유통각을 바꾼다)

러는 트라이액과 다이액이라는 전력 조절용 반도체를 사용하여 연속적으로 전력을 가변시킬 수 있다.

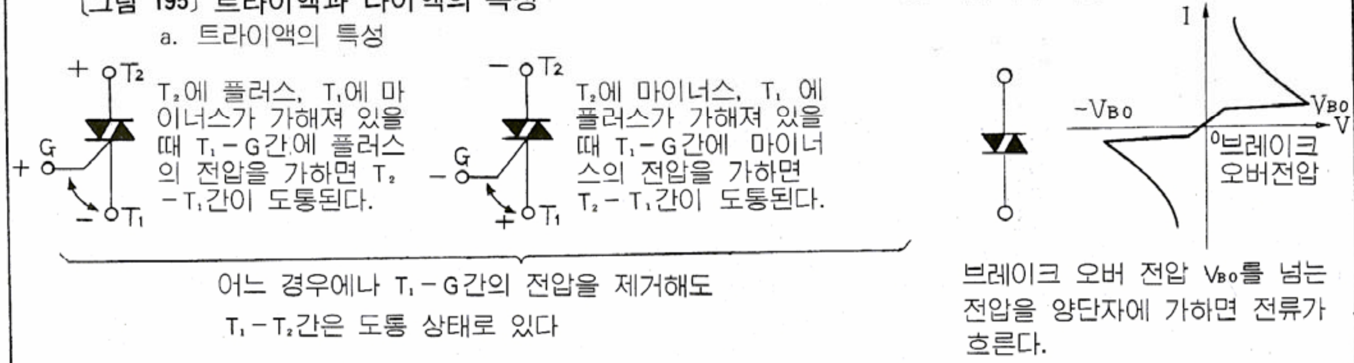
15·1 회로에 대하여

〔그림193〕에 파워 콘트롤러 회로가 나와 있다. 부품은 단지 18개의 간단한 것이다. 이것만으로 AC100V 3A의 전력을 스무드하게 0~100 %까지 가변할 수 있다. 슬라이댁을 사용하지 않고, 전력을 콘트롤하는 방법의 일례가 **〔그림194〕**에 나와 있다. **〔그림194〕a**와 같이 볼륨만으로 전력을 콘트롤하는 것은 문제가 있음을 알 수 있을 것이다. 본기에서는 **〔그림194〕c**와 같이, 연속적으로 유통각을 변화시켜 전력을 콘트롤한다. 콘트롤러는 스위칭 동작을 하기 때문에 콘트롤러 자체의 소비전력을 매우 적게 할 수 있다.

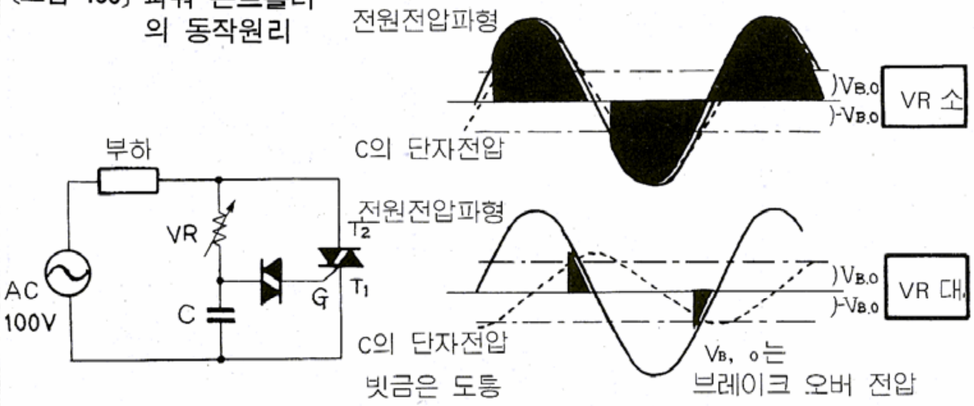
〔그림195〕a, b에 트라이액과 다이액 특성이 나와 있다. 트라이액은 쌍방향 다이리스터라고도 하여, 역병렬로 접속된 2개의 다이리스터와 거의 같은 기능을 한다. 다이액은 단자간 전압을 높여 가면 브레이크 오버 전압(약 30V)에 달하면 단자간이 도통하는 반도체 소자로서, 트리거 발생용으로 사용된다.

파워 콘트롤러의 동작원리가 **〔그림196〕**에 나와 있다. **〔그림196〕**에서 알 수 있는 것과 같이, VR을 변화시킴으로써 유통각을 바꾸어 부하의 전력을 콘트롤한다. 본 파워 콘트롤러의 회로도 원리적으로는 **〔그림196〕**과 같지만, 부하가 유도성일 경우에 일어나는 히스테리시스를 제거하는 회로와 고주파의 노이즈 필터가 가해져 있다.

〔그림 195〕 트라이액과 다이액의 특성



〔그림 196〕 파워 콘트롤러의 동작원리



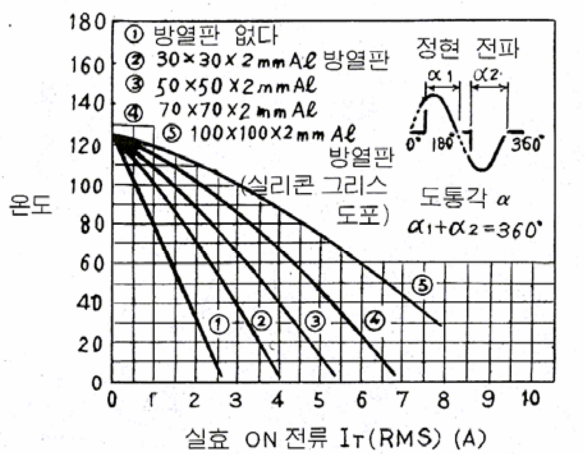
끝으로 파워 콘트롤러에서 가장 염려되는 것이 최대전류인데, 본기에서는 8A를 흘릴 수 있는 트라이액을 사용했지만 〔그림 197〕을 보면 알 수 있는 것과 같이, 본기의 경우 방열판이 작아 3 A 정도 밖에 흘릴 수 없지만, 회로는 같아도 방열판을 100×100×2㎜의 알루미늄판으로 하면, 8A까지 전류를 흘릴 수 있다. 만일 카세트 케이스 이외의 케이스에 짜 넣고 싶으면 방열을 생각하여 사용할 수 있는 최대전류를 정하기 바란다. 본기의 경우는 3A가 최대이다. 그 이상은 절대로 전류를 흘려서는 안된다.

15 · 2 부품에 대하여

여기에 사용한 트라이액은 8A 200V 정격의 **SM8D41**이지만, **SM8G41** (8A 400V)나 **SM8J41** (8A 600V)도 마찬가지로 사용할 수 있다. 또 **AC08BGM** (8A 200V)도 같은 핀 접속으로서 사용할 수 있다.

다이액은 **N413**을 구할 수 없으면 **1S2093**도 사용해도 된다. 입수할 수 있는 것을 구해서 사용하기 바란다. 다이오드는 **10D2**를 사용했는데, 200V 1A 이상인 것이면 어떠한 것이라도 사용할 수 있다. **10D2**를 구하지 못할 때는 상점 사람에게 물어서 대치품을 구해서 사용하자.

〔그림 197〕 트라이액의 방열과 ON 전류



〔그림193〕에서 ※표가 붙어 있는 250kΩ의 VR과 0.1μF의 콘덴서는 100kΩ과 0.22μF도 사용할 수 있다. 250kΩ의 VR을 입수하지 못할 때는 100kΩ의 VR과 0.22μF의 콘덴서로 바꾸기 바란다.

나머지 부품은 특수한 것은 없다. 카세트 케이스에 들어 가는 것을 구하도록 한다.

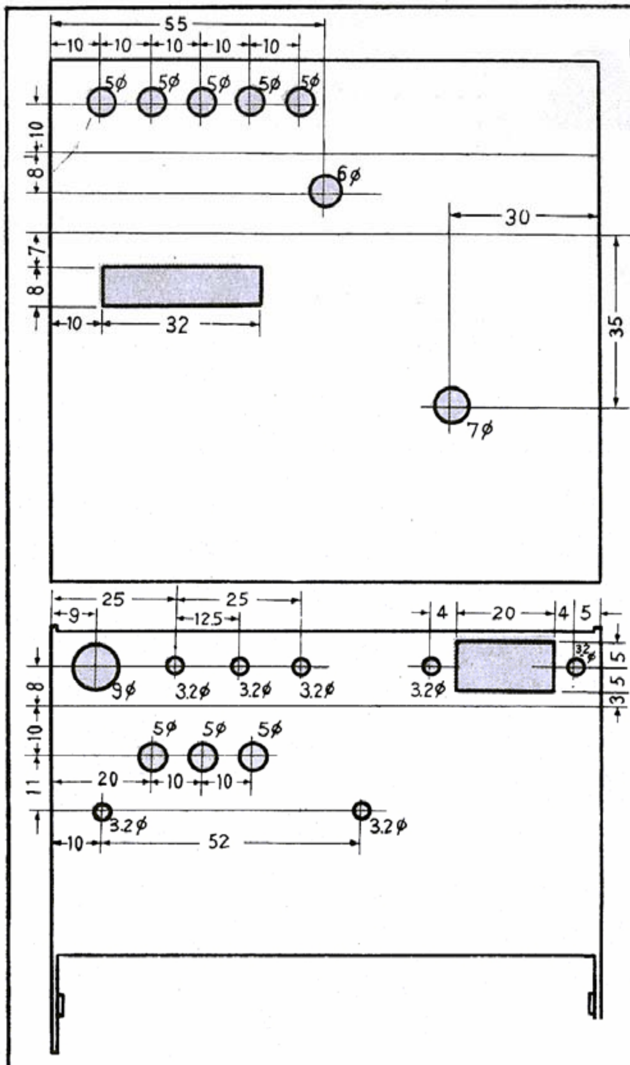
15 · 3 제작해 보자

여기서는 프린트기판을 사용하지 않는다. 12P의 러그판을 사용하여 조립한다. 그렇기 때문에 에칭을 할 줄 모르는 사람도 실체도대로 만들면 틀림 없이 완성시킬 수 있다.

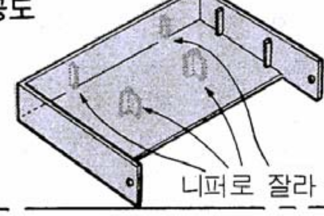
케이스의 가공 :〔그림 198〕이 케이스의 가공도이다. 8개 있는 5φ의 구멍은 방열용이므로, 반드시 열어 놓기 바란다. 각구멍은 드릴로 구멍을 뚫고 줄로 다듬어 완성시킨다. 특히 콘센트 구멍은 줄로 깎을 때 케이스가 깨어지기 쉬우므로 가만가만 조심해서 깎는다. 케이스의 가공이 끝났으면 스프레이 래커로 깨끗이 도장한다. 깨끗이 칠하려면 엷게 여러번 칠한다. 2~3일 걸릴 셈치고 느긋한 마음으로 마무리하기 바란다.

끝으로 사진을 참고하여 인스턴트 레터링으로 멋있게 완성시키자.

부품의 가공 : 카세트 케이스 속에 짜 넣기 위해서 〔그림 199〕 처럼 가공한다.



〔그림 198〕 케이스의 가공도

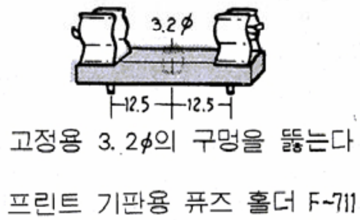


〔그림 199〕 부품의 가공

a. AC 콘센트의 가공

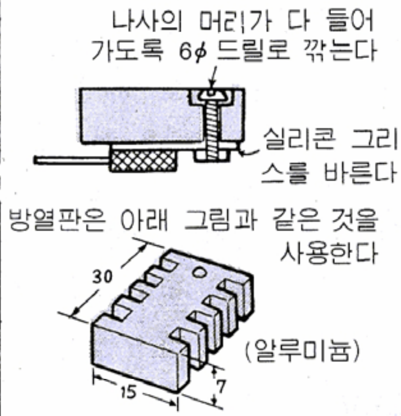


b. 퓨즈 Box의 가공

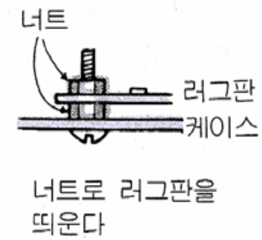


〔그림 200〕 부품의 고정

a. 트라이액의 고정



b. 러그판의 고정



부품의 고정 :〔**그림200**〕에 부품을 고정시키는 데 있어서 주의할 점을 나타냈다. 또 **실체도**나 **사진**도 참고하면 좋다.

기 타 : 배선이나 조립이 끝났으면 잠깐 쉬고 배선의 점검을 하자. 배선에 잘못된 곳이 없으면 100 W 정도의 전구를 파워 콘트롤러의 콘센트에 삽입하여 볼륨을 돌려 보자. 밝기가 잘 변하는가? 잘 변하면 됐다. 만일 잘 변하지 않으면 회로를 점검해 보기 바란다. 그리하여 잘못된 곳을 고쳤으면 케이스 접착제로 붙여 버린다. 접착제로 붙이지 않으면 뚜껑이 열렸을 때는 위험하다!

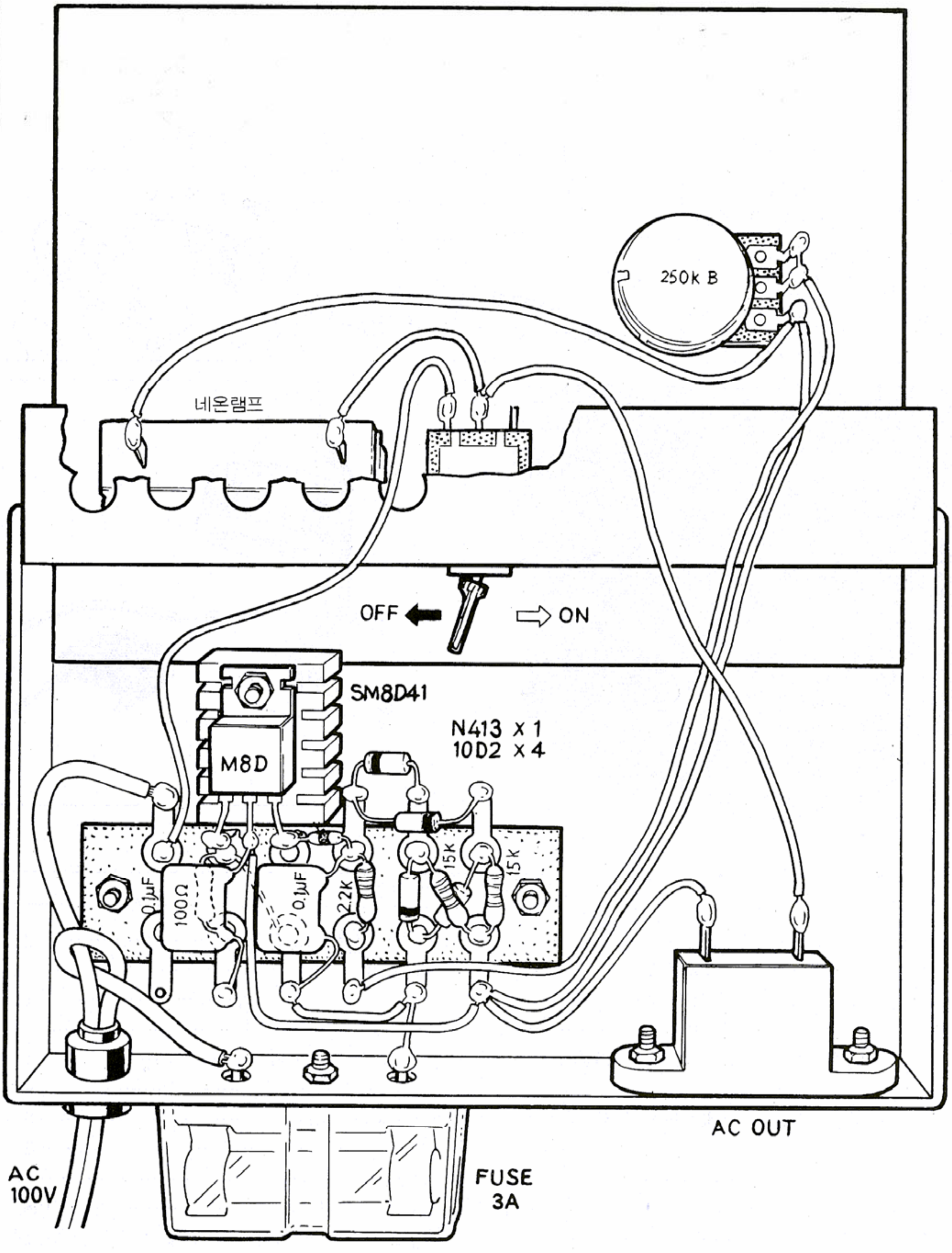
15・4 사 용 법

〔**그림202**〕에 사용법의 일례가 나와 있다. 파워 콘트롤러의 뒷면에 스펀지가 붙어 있는 양면 테이프를 붙이고 본기를 벽에 고정시켜 놓고 사용한다. 또 책상의 옆에 고정시켜 놓고 납땜인두의 과열 조정에도 사용할 수 있다.

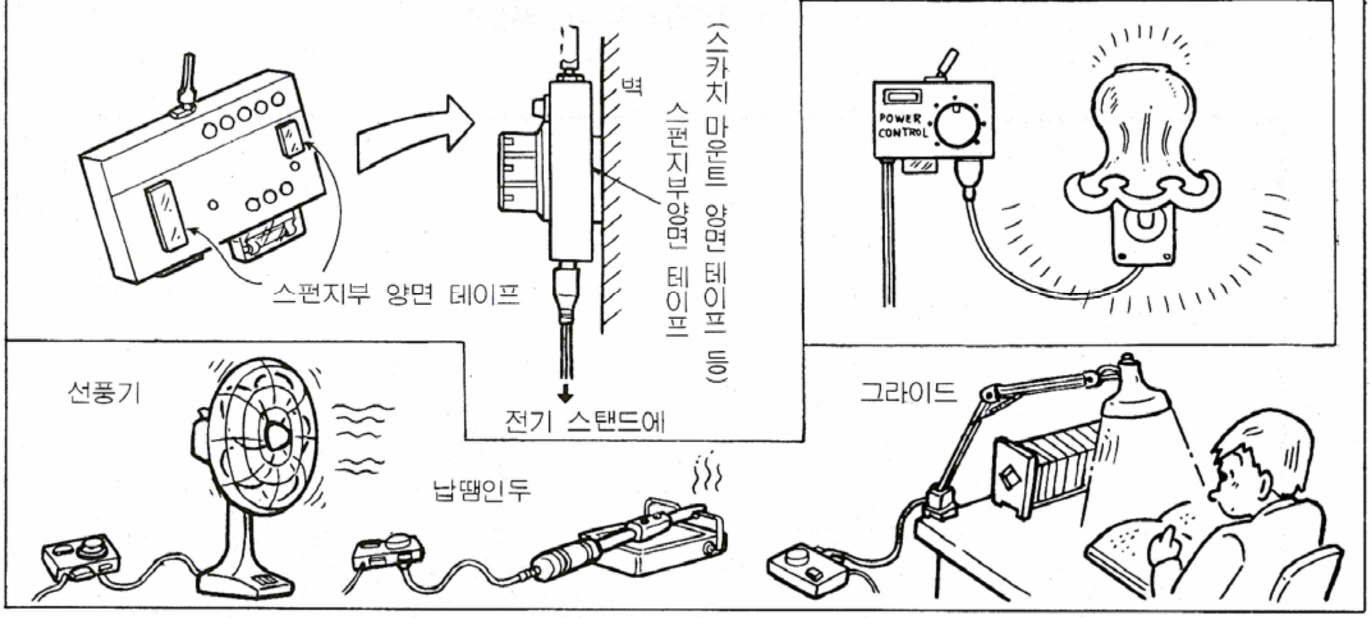
본 콘트롤러로 콘트롤할 수 있는 것은 전구, 히터, 드릴, 클리너 등의 교류 직권 모터 등이다. 동기 모터 등은 회전수가 주파수에 관계되기 때문에 이론상 콘트롤할 수 없다. 또 형광등의 조광은 회로가 복잡해지기 때문에 본기와 같은 간단한 회로로는 콘트롤할 수 없다. 본기의 네온 램프는 부하가 없을 때는 켜진 채 있지만, 부하가 들어오면 깨끗이 전압의 변화에 따라 켜진다.

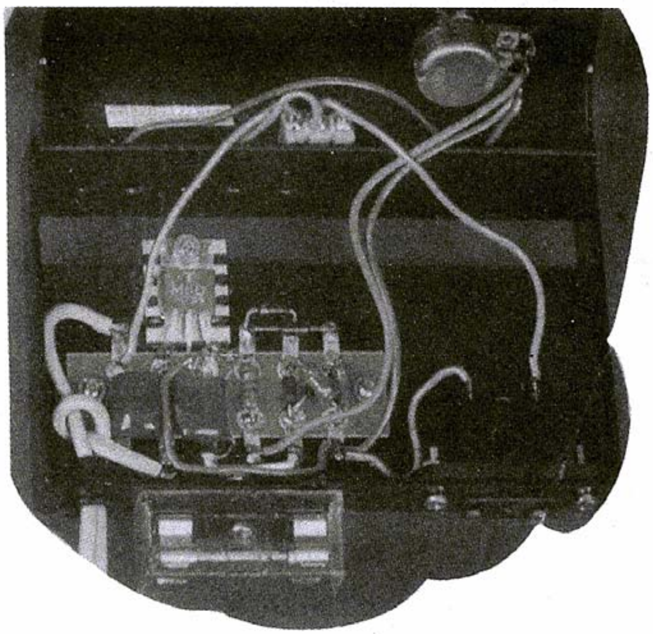


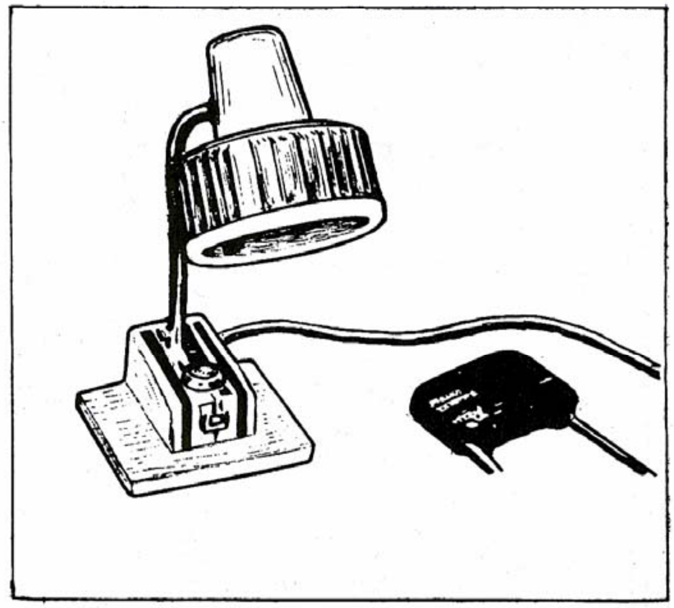
〔그림 201〕 카세트 파워 콘트롤러의 실체배선도



〔그림 202〕 파워 콘트롤러의 사용례





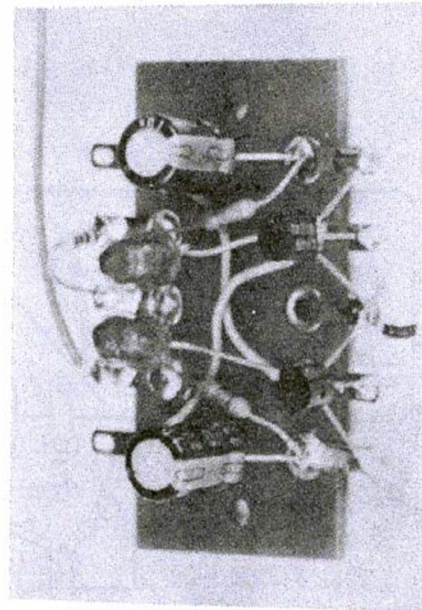


카세트 파워 콘트롤러의 부품표

트라이액 **SM8D41** (200V 8A) ……………… 1
다이액 **N413** 또는 **1S2093** ……………… 1
다이오드 **10D2** (200V 1A) …………………… 4
저항 1/2W, 5%, P형 카본 ………………… 4
100Ω : 1 2.2kΩ : 1 15kΩ : 2
콘덴서
0.1μF (200WV, 폴리에스테르 필름 콘덴서
…………………………………………… 2
볼륨 φ16 250kΩ B커브 ……………………… 1
네온 램프 110V 저항 든 것………………… 1
AC 콘센트……………………………………… 1
가로형 퓨즈 홀더 (기판용)………………… 1
러그판 (L3522 6P) ……………………………… 1

AC 플러그부 AC 코드 ……………………… 1
손잡이 (40φ) …………………………………… 1
토글 스위치 …………………………………… 1
퓨즈 (3A)………………………………………… 2
방열판 (30×15×7mm) ………………………… 1
배선용 코드 ………………………………… 50cm
비스 φ3mm×8mm……………………………… 6
너트……………………………………………… 8
플라스틱 부싱 (6φ) …………………………… 1
스펀지부 양면테이프……………………… 10cm
카세트 테이프의 케이스 (되도록 견고한 것) … 1

16 어디에 짜 넣으면 어울릴까? 반짝반짝 LED의 제작법



반짝 반짝 LED는 2개의 LED가 번갈아 빛나는 것이다.

만들어진 반짝 반짝 LED를 어디에 쓸 것인가는 여러분의 아이디어에 달려 있다. 이를테면, 모형 전동차의 건널목 신호라든가 모형의 등대, 인형의 눈, 혹은 반짝반짝 LED를 많이 만들어 크리스마스 트리의 점멸등으로 한다든가, 여름 밤에 뜰안 여기 저기에 설치해 놓고 반딧불로 장식하는 것은 어떨까.

16·1 회 로 도

반짝반짝 LED 트랜지스터를 2개 사용한 멀티 바이브레이터 회로를 사용했다. 멀티 바이브레이터에서는 트랜지스터가 스위치로서 동작하고 있다. 트랜지스터의 스위치가 LED를 번갈아 전환시켜 점등시키고 있다.

만일 반짝 반짝 빛나는 속도를 바꾸고 싶으면 콘덴서의 값을 바꾼다. 220 μF보다 크게 하면 속도는 늦어지고 작게 하면 빨라진다.

반짝 반짝 LED는 3 V로 동작하도록 설계되어 있지만, 6 V라도 동작한다.

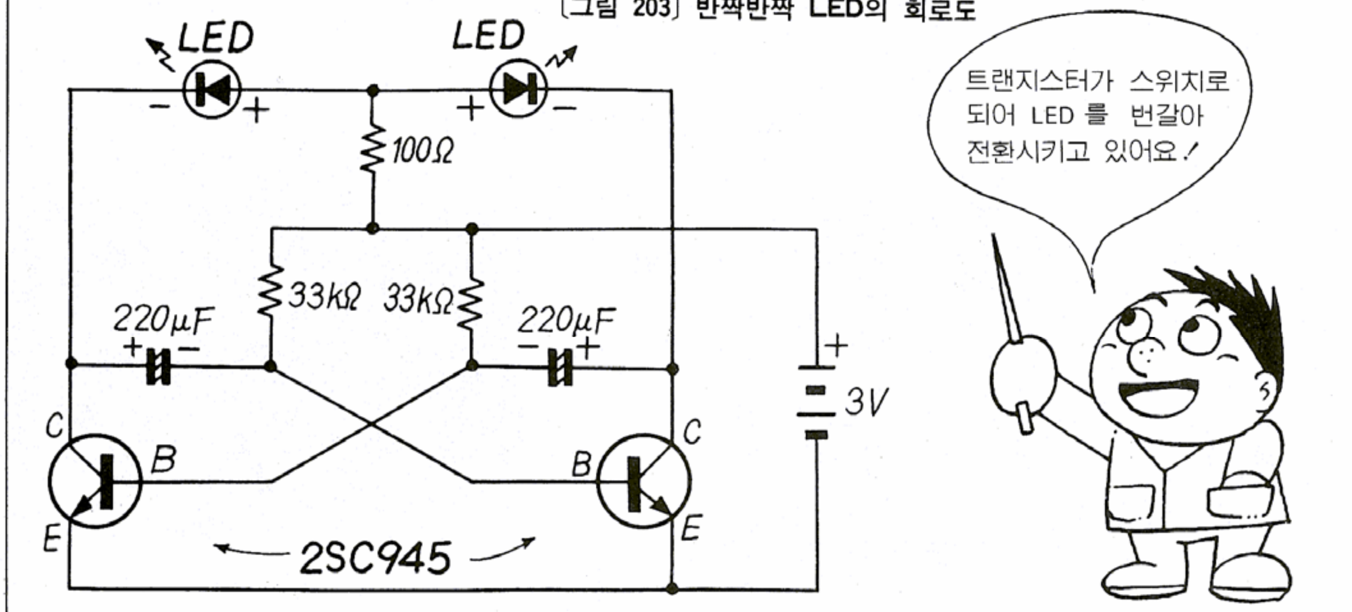
16·2 부품에 대하여

사용하는 부품은 모두 7종류, 16개이다. 트랜지스터는 2개를 사용한다.

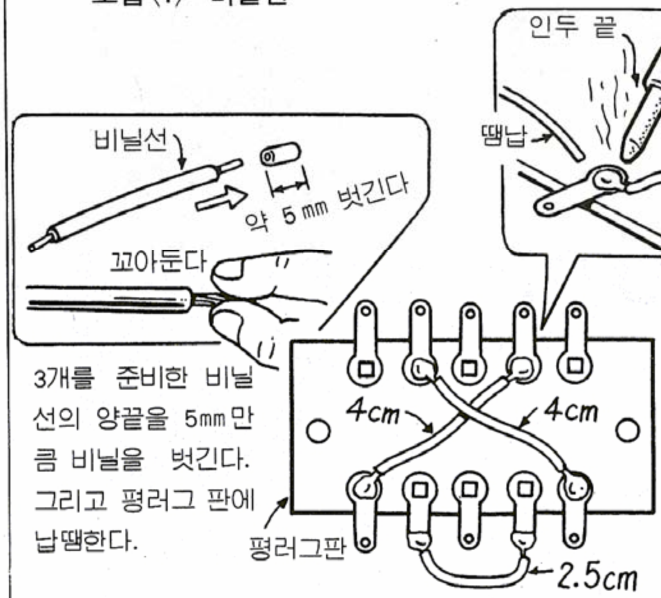
평러그판에는 여러 가지 크기의 것이 있는데 여기서 사용한 것은 모양이 큰 것이다.

전지 케이스는 리드선 있는 것을 사용했지만 혹이 달려 있는 것과 전지 스냅을 사용해도 된다.

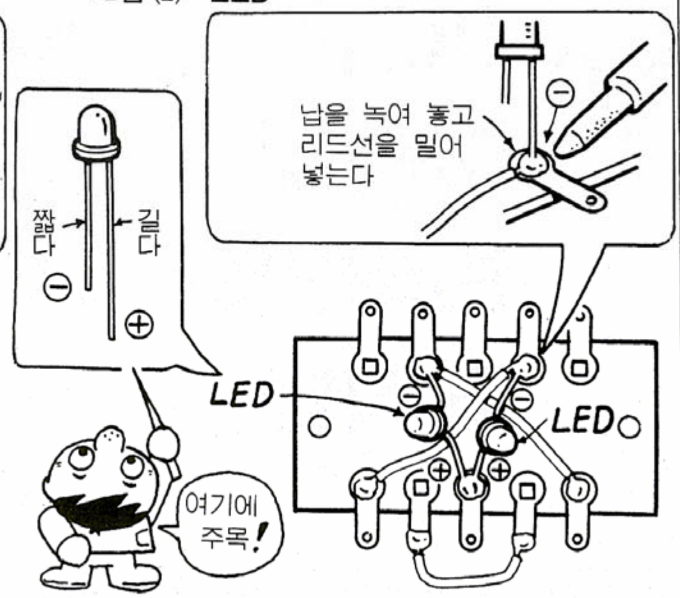
〔그림 203〕 반짝반짝 LED의 회로도



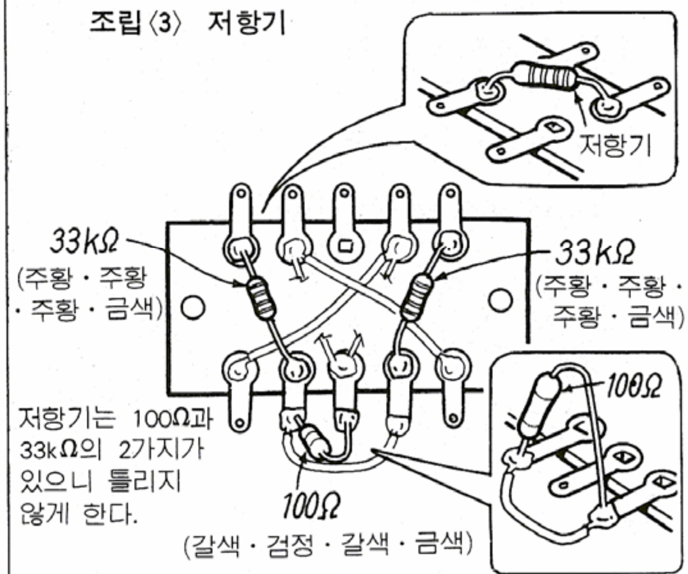
조립〈1〉 비닐선



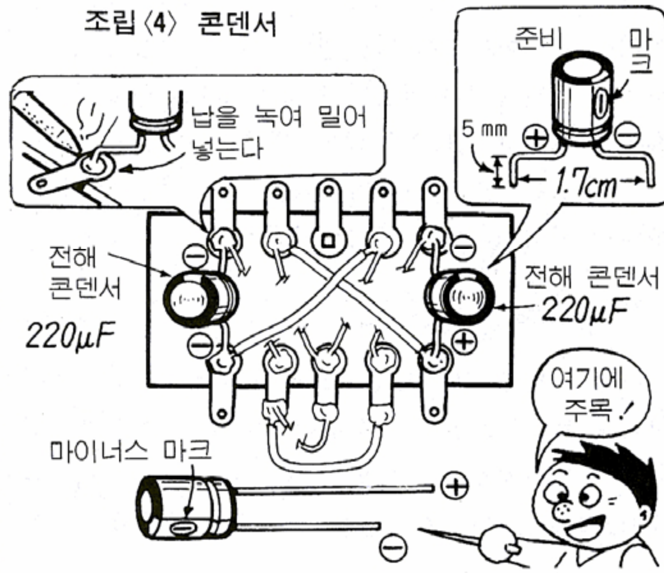
조립〈2〉 LED



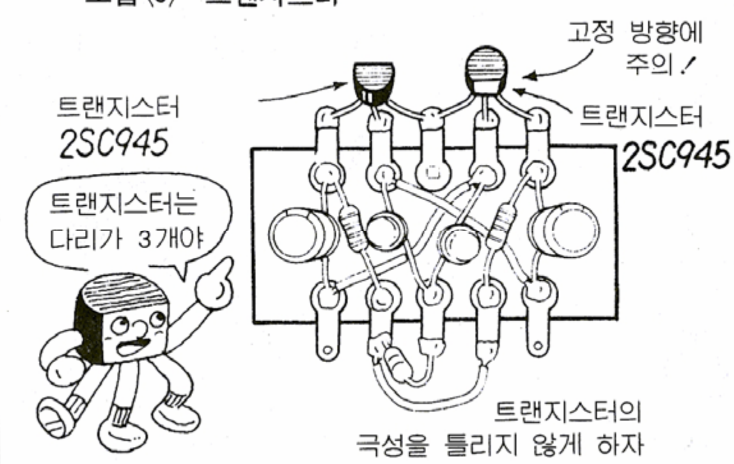
조립〈3〉 저항기

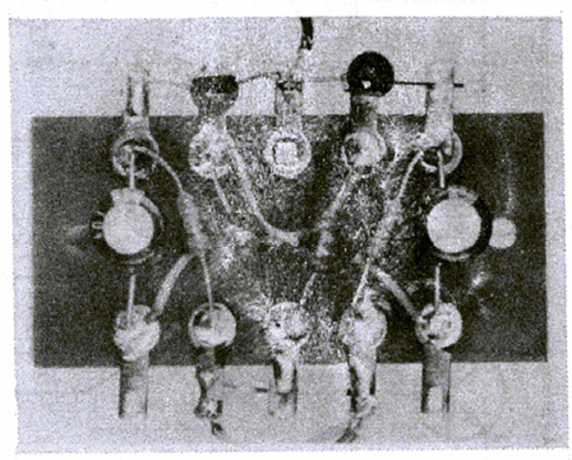


조립〈4〉 콘덴서

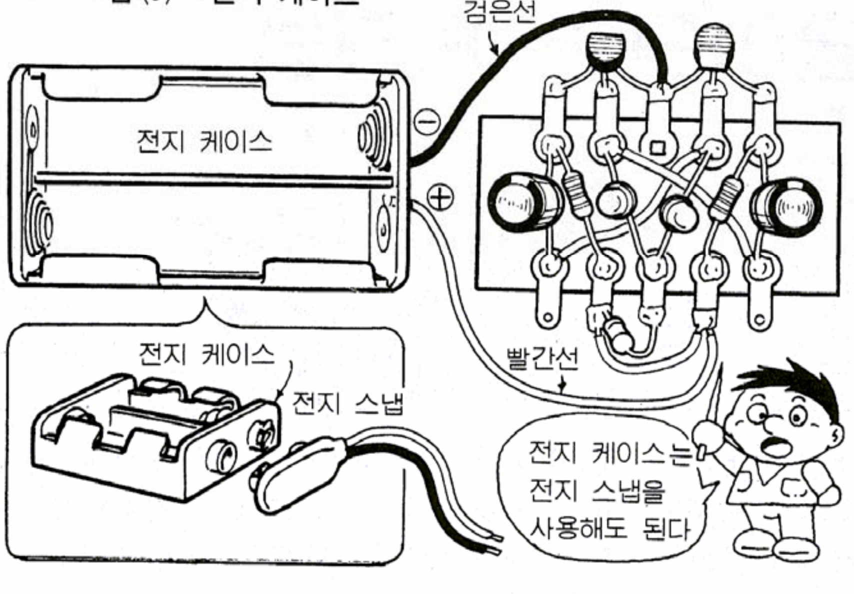


조립〈5〉 트랜지스터

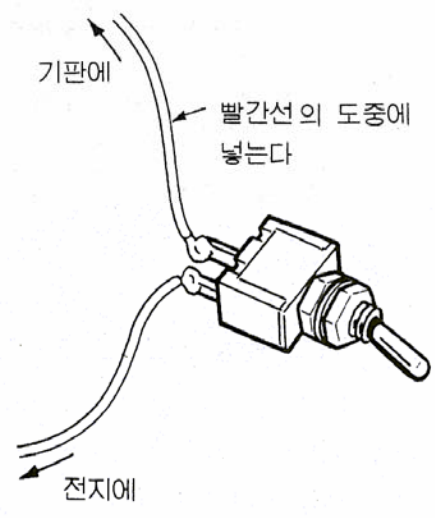




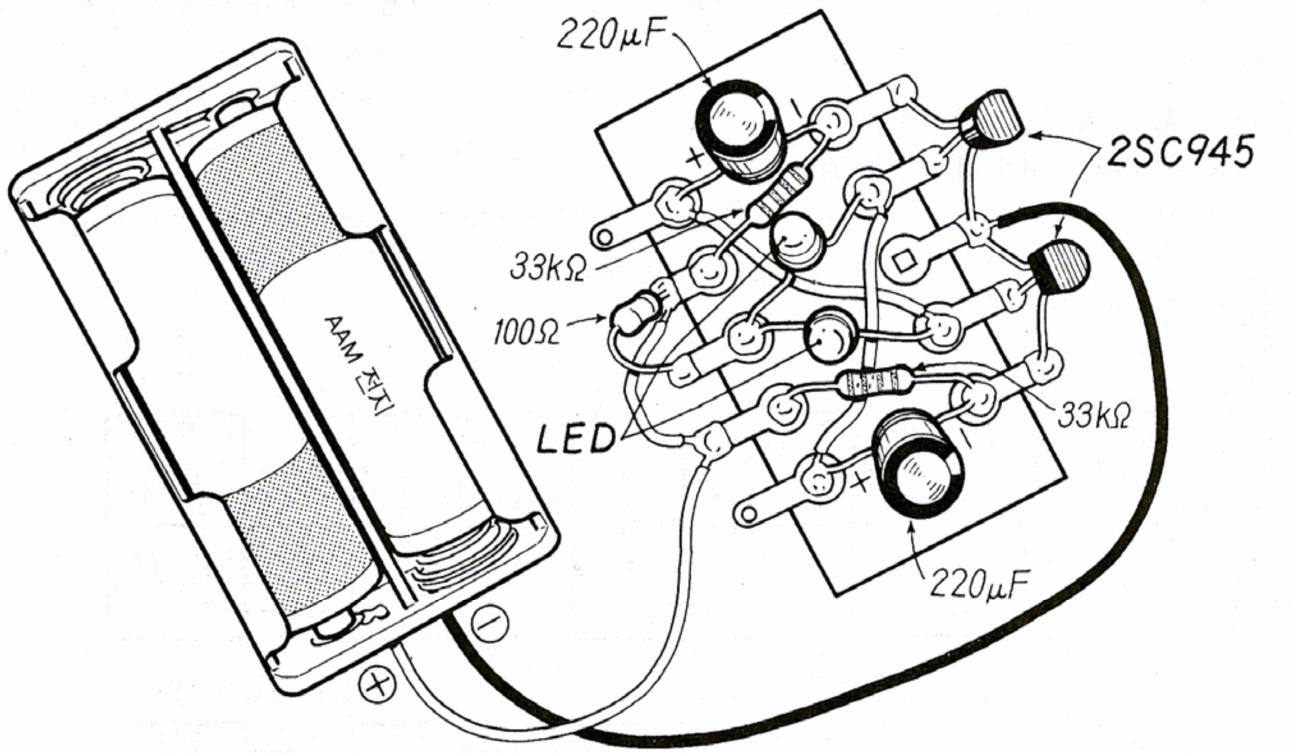
조립〈6〉 전지 케이스



〔그림 204〕 스위치를 고정시킨다면

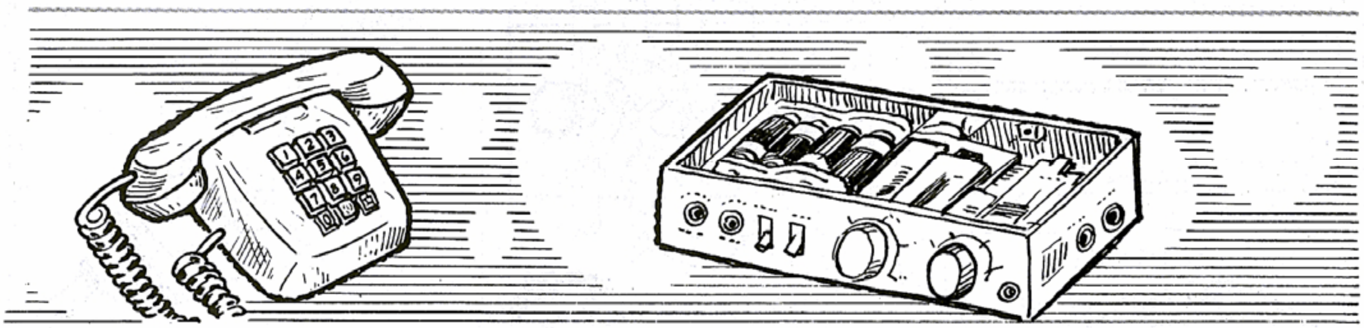


〔그림 205〕 반짝반짝 LED의 완성



반짝반짝 LED의 부품표			
트랜지스터 **2SC945**	2	33kΩ(주황·주황·주황·금색)	2
LED **TLR-113**	2	배선재료 비닐선 4 cm	2
평러그판 10P	1	2.5 cm	1
전해 콘덴서 220μF 10V	2	전지 케이스 AAM 2개 들이	1
저항 100Ω(갈색·검정·갈색·금정)	1	AAM 전지	2

17 장시간 전화 방지용 전화요금미터의 제작법



저녁 식사를 마치고 한숨 푹 쉬고는 친구나 그녀에게 전화를 거는 당신. 이런 것 저런 것 주고 받다가 언제나 장시간 통화가 되어, 가족으로부터 꾸지람을 듣고 있지나 않은가.

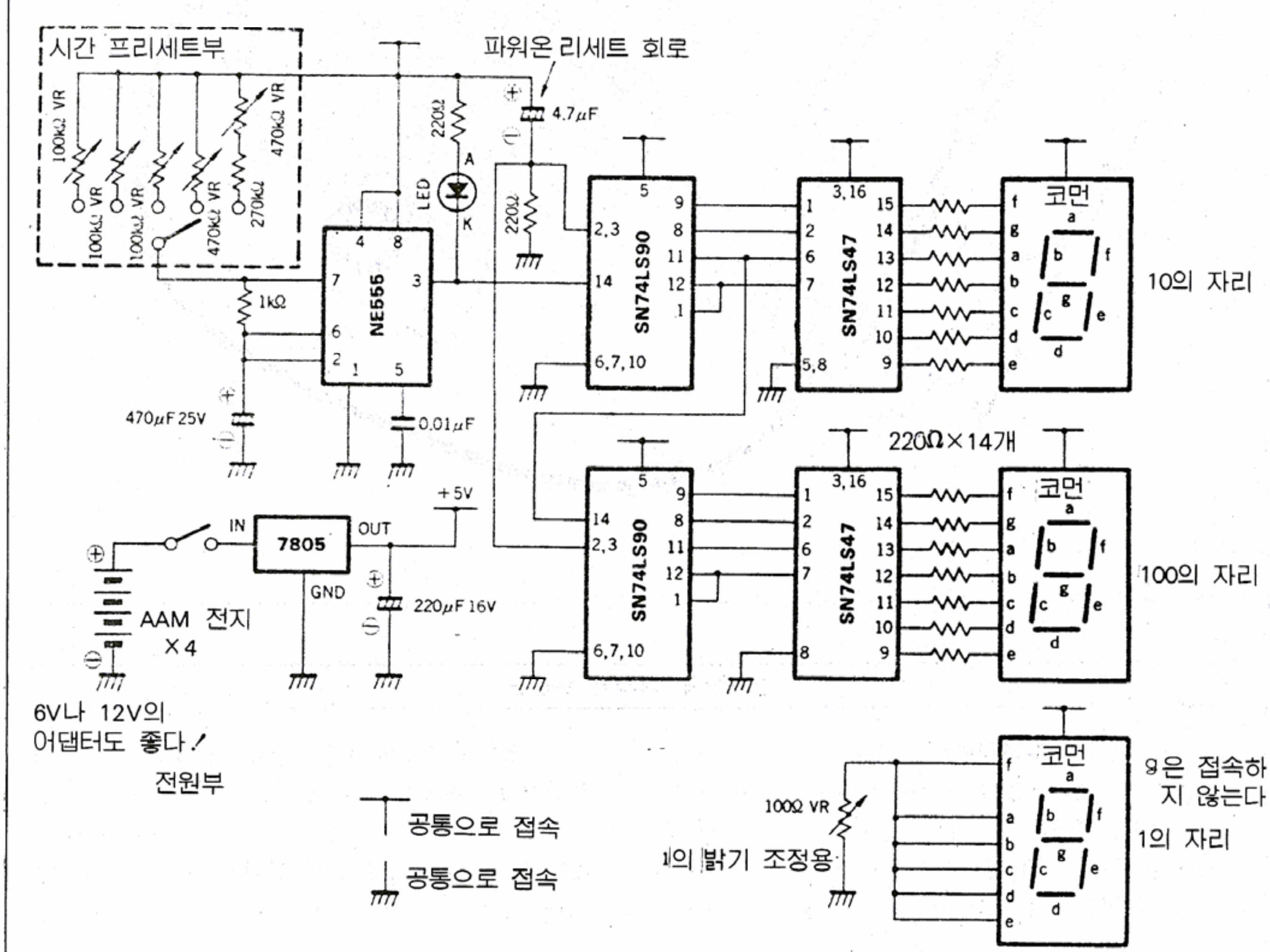
그래서 여기서는 「장시간 통화를 하지 않기」 위해서 통화요금을 한눈에 알 수 있는 전화요금 미터를 만들어 보기로 한다.

17 · 1 클럭회로+카운터회로 본기의 내부에 대하여

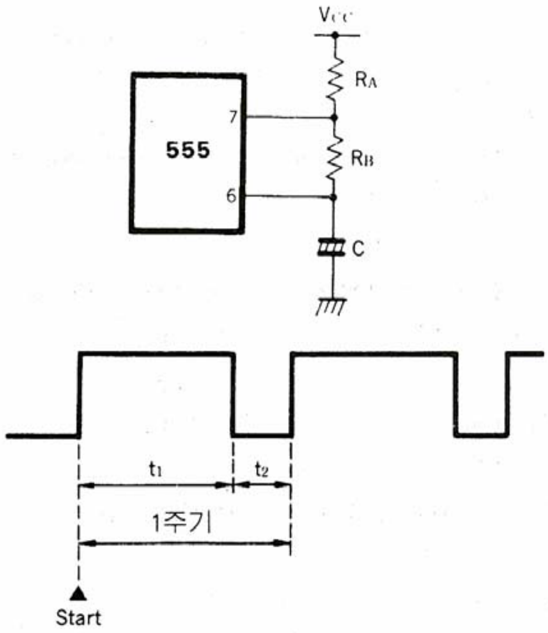
〔그림206〕을 보자. 본기는 IC가 6개 하고, 약간의 RC부품 및 7세그먼트 LED로 구성되어 있다. 회로는 카운터 회로 + 클럭 회로로 되어 있다.

● **클럭 회로**

IC의 **555**가 본기의 클럭 발생기이다. 본기에서는 수초 ~ 수분에 1펄스가 나오게 설계되어 있고, 반고정 VR로 프리세트할 수 있게 했다. 펄스의 주기가 전화요금이 한번 증가하는 간격으로 되어 있어 시내 등에서는 3분에 1펄스가 되도록 반고정 VR

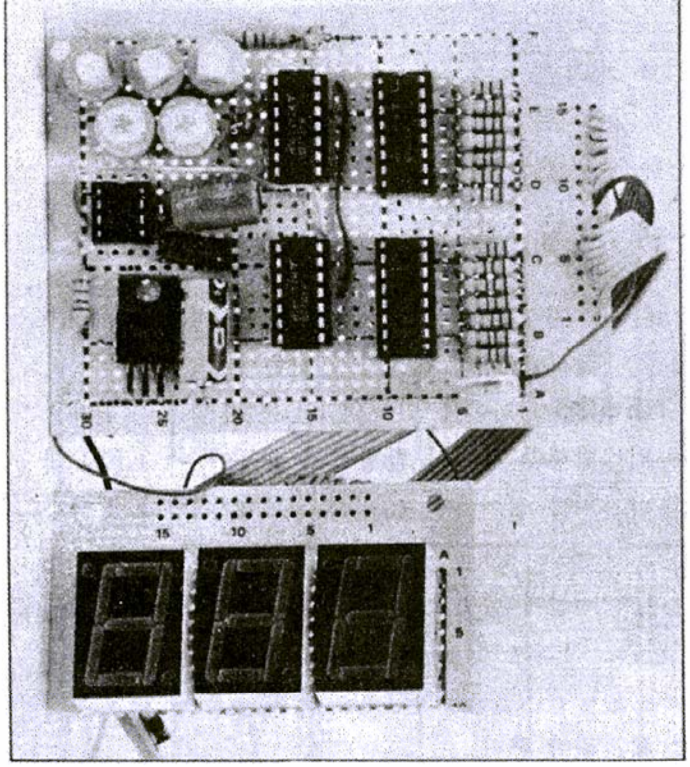


〔그림 206〕 전화요금미터의 회로도



계산식 $t_1 = 0.693 \times (R_A + R_B) \times C$ (sec)
$t_2 = 0.693 \times R_B \times C$ (sec)
1주기 $= t_1 + t_2$ (sec)

〔그림 207〕 타이머 **IC 555**의 펄스폭 계산법



플랫 케이블을 사용하여
깨끗하게 정돈되어 있다.

를 조정한다.

펄스의 시간 상수는 다음과 같이 하여 결정된다. 먼저 **그림 2**를 보자. 이 그림을 사용하여 시간상수를 정하면 그림 속의 t_1의 식과 t_2의 식으로 나타낼 수 있고, 펄스의 간격은 $t_1 + t_2$가 된다. 즉, $t_1 + t_2$가 펄스와 펄스 사이의 시간이 된다.

본기에서는 R_B를 1kΩ으로 고정하고, R_A와 반고정 VR로 펄스 간격을 변화시키게 되어 있다. 반고정 VR는 조정하기 쉽게 수초～60초 정도의 프리세트용으로 100kΩ의 반고정 VR를, 60초～120 초용으로 470kΩ의 반고정 VR를, 3분용으로 470kΩ 반고정＋270kΩ 저항을 사용하고 있다.

555에 의한 펄스 간격을 계산하기 위해서 베이식 프로그램(**리스트 1**)을 실어 두었으니 참고하면서 해 나간다. 프로그램은 어느 퍼스컴에서나 사용할 수 있을 것으로 생각한다.

● **카운터 회로**

이 회로는 **555**에 의한 펄스를 세는 카운터로서, **SN74LS90**×2에 의한 10진법 2자리의 카운터 회로이다. 카운터는 BCD 코드를 출력하기 때문에 이 BCD 출력을 7세그먼트의 LED를 구동시키기 위한 드라이버 IC의 **SN74LS47** ×2로 접속하고 0～99(2자리)를 표시하게 하고 있다. 회로도에 있는 원의 자리용 7세그먼트 LED는 항상 0을 표시할 뿐이므로, 예산이 부족하면 생략해도 된다.

● **전원 회로**

전원은 AAM×4개를 사용하여 **IC7805**란 5V 1A의 레귤레이터 IC에 의하여 정전압 5V를 얻고 있다. 배터리는 6V 이상이면 아무거나 좋다.

17·2 쉽게 구할 수 있는 부품만 사용

● **TTL IC**

BCD 카운터용 **SN74LS90**×2개, 7세그먼트 LED 디코더 드라이버 **SN74LS47**×2개를 사용했다.

● **타이머 IC555**

타이머용 IC로서 **NE555**, **MC555** 등이 있다. 상점 사람에게 타이머용의 **555**라는 IC를 달라고 하면 알아서 준다.

● **레귤레이터용 IC**

레귤레이터용 IC로서 5V 1A용이다.

● **7세그먼트 LED**

숫자표시용 LED이다. 애노드 코먼형이면 아무거나 좋다(캐도드 코먼은 쓸 수 없으므로 주의한다).

● **로터리 스위치**

2회로 5접점을 사용했지만, 1회로 5접점 짜리

도 좋다.

● 케이스

본기에서는 VHS 비디오 테이프용의 카세트 케이스를 사용했다.

17·3 배선은 꼼꼼히—제작과 조정

본기의 제작은 조금 어려울지도 모른다. 초보자는 서둘지 말고 꼼꼼히 제작하기 바란다.

NE555 가까이에 있는 LED는 1펄스 (1카운트 업) 발생할 때마다 발광하기 때문에 이 LED 대신 발진기를 설치하면 10원이 증가할 때마다 소리가 나게 할 수도 있다.

이제 배선이 끝났으면 미스가 없는지 한번 더 확인한다. 본기는 한군데라도 배선의 미스가 있거나, 납땜 불량이 있으면 정상적인 동작을 하지 않으므로 잘 체크해야 한다.

배선이 모두 올바르면 본기의 반고정 VR를 모두 중앙에 세트하여 스위치를 넣는다. 이 때 표시 LED는 "00"과 같이 2자리를 표시하고, 조금 있다가 (수초～수10초) "10"이 되면 된다. 그리고 나면 시간이 지남에 따라 20, 30, 40…과 같이 되어 나갈 것이다.

다음에 시간 프리세트용의 반고정 VR 5개를 조정한다.

「클럭 회로」 부분에서도 설명한 것과 같이, 100 kΩ VR는 수초～60초 정도까지 470kΩ VR는 60～120초 정도, 470kΩ VR+270kΩ은 3분용으로 되어 있으므로, 자기가 많이 사용하는 구역의 시간을 프리세트한다. VR는 시계방향으로 돌리면 시간이 길어지기 때문에 자유로이 세트한다.

〈리스트 1〉 **555**의 타임 계산 프로그램

```
list
10 '*****************************
20 ' NE555 의 타임 계산
30 '      FOR N-BASIC
40 '*****************************
100 INPUT" C (마이크로 F)";C
110 INPUT" Ra (K  옴)";RA
120 INPUT" Rb (K  옴)";RB
130 T1=.693*(RA+RB)*1000*C*10^-6
140 T2=.693*RB*1000*C*10^-6
150 TT=T1+T2
160 PRINT"T1 =";T1
170 PRINT"T2 =";T2
180 PRINT"TOTAL (1 cycle)=";TT
Ok
run
 C(마이크로 F)? 470
 Ra ( K  옴 )? 10
 Rb ( K  옴 )? 10
T1 = 6.5142
T2 = 3.2571
TOTAL (1 cycle)= 9.77131
Ok
COPY 1
```

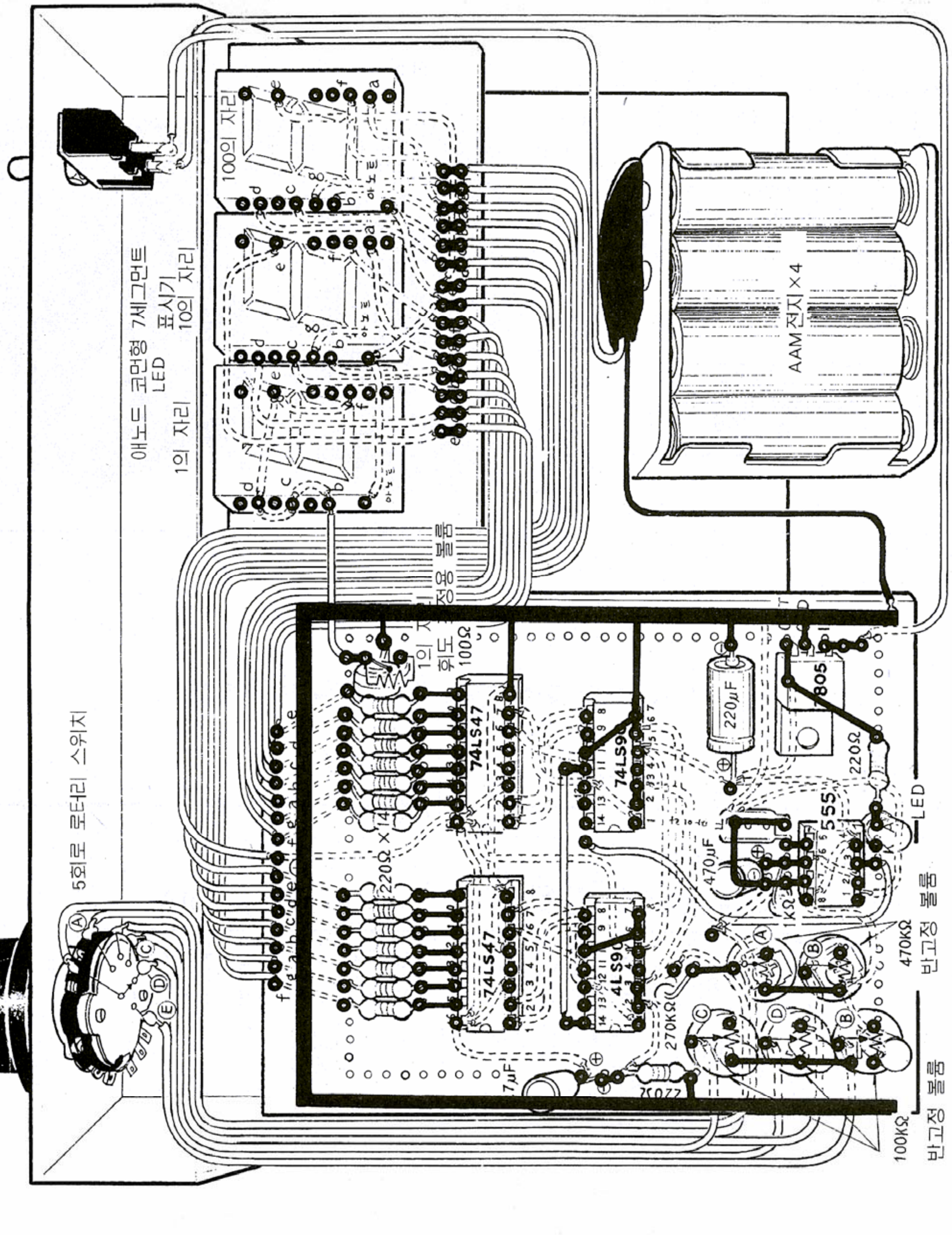
현재 전화로 사용하고 있는 "10원으로 이야기할 수 있는 시간"은 전화국에서 알려 주므로 조사해 보기 바란다.

또 100Ω의 VR는 1의 자리의 밝기 조정용이므로, 다른 LED와 같은 밝기가 되도록 하면 된다.

전화요금미터의 부품표

IC **NE555**(타이머)	1	콘덴서 0.01μF(마일러)	1
SN74LS47(7세그먼트 용 디코더)	2	4.7μF(전해)	1
SN74LS90(BCD 카운터)	2	220μF(전해)	1
7805(5V1A 레귤레이터 IC)	1	470μF(전해)	1
LED	1	로터리 스위치(5회로)	1
7세그먼트 LED(애노드 코먼형)	3	토글 스위치(2P)	1
저항 220Ω (빨강·빨강·갈색·금색)	16	전지 박스(AAM 4개용)·스냅	각 1
1kΩ (갈색·검정·빨강·금색)	1	기판	적당량
270kΩ(빨강·보라·노랑·금색)	1	손잡이(로터리 스위치용)	1
볼륨 100kΩ	4	케이스(VHS 카세트용)	1
470kΩ	2	기타 리드선, 플랫 케이블	적당량

〔그림 208〕 전화요금미터의 실체배선도



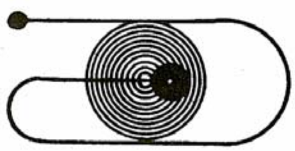
취미와 기술의 과학잡지

월간 라디오와 모형



B5판 매월 1일발매

■ 새로운 국내외 뉴우스와 참신한 화보, 흥미 교양 과학의 읽을거리, 혼자서 쉽게 만들 수 있는 즐거운 공작과 각종 엘렉트로닉스, 유무선, 아마튜어 무선, 라디오, 오오디오, 모우터 모형공작 등 알찬 기사들로 가득찬 미래의 과학자와 기술자를 위한 대망의 월간지!





자주, 자립 정신으로 조국 통일 이룩하자.

(증보판) 해설도해식

엘렉트로닉스 입문

값 3,100원

1985년 4월 30일 재판인쇄
1985년 5월 20일 재판발행

편집및 발행인 김 병 진

발행소 도서출판 과학도서

133-00 서울특별시 성동구 행당동 1-56
전화 : 293-1933 · 292-3934
대체구좌 : 011056-31-0509596

545-2055-431-11603 〔등록 : 1968. 12. 5 제 1-249〕

1986. 3. 29

권위있는 과학도서 안내

도서출판 과학도서 293-1933 292-3934

오려서 만들기

1	날으는 비행기	● B5판 84면 정가 1,400원
2	경기용 비행기	● B5판 96면 정가 1,400원
3	아름다운배	● B5판 112면 정가 1,900원

판지제작 시리즈

1	비행기만들기 (37가지)	● B5판 96면 정가 1,900원
2	탱크만들기 (15가지)	● B5판 166면 정가 3,300원
3	만화만들기 (13가지)	● B5판 126면 정가 2,400원
4	동물만들기 (25가지)	● B5판 122면 정가 2,100원
5	큰배만들기 (6가지)	● B5판 84면 정가 1,700원
6	자동차 만들기 (32가지)	● B5판 82면 정가 2,000원
7	군함만들기 (10가지)	● B5판 110면 정가 2,500원
8	곤충만들기 (22가지)	● B5판 132면 정가 2,600원
9	천체관찰용구만들기 (21가지)	● B5판 136면 정가 2,300원
10	기차와역만들기 (18가지)	● B5판 146면 정가 2,800원
11	여객기만들기 (11가지)	● B5판 124면 정가 2,400원
12	프로펠러전투기만들기 (13가지)	● B5판 82면 정가 1,600원
13	제트전투기만들기 (15가지)	● B5판 154면 정가 2,900원
14	경주용자동차만들기 (12가지)	● B5판 84면 정가 2,300원
15	증기기관차만들기 (10가지)	● B5판 112면 정가 2,300원
16	작은배만들기 (6가지)	● B5판 102면 정가 1,950원

과학교양문고

1	아이디어시대	● B6판 256면 정가 2,300원
2	재미있는발명	● B6판 226면 정가 1,800원
3	발명가입문	● B6판 180면 정가 2,100원
4	우주와별의비밀	● B6판 192면 정가 1,700원
5	1만년후	● B6판 256면 정가 2,400원
6	세계의 최신병기	● B6판 276면 정가 2,100원
7	최신전략무기	● B6판 248면 정가 1,700원
8	현대항공전의전모	● B6판 384면 정가 2,600원
9	소련신예기의비밀	● B6판 200면 정가 1,600원
10	초병기의 비밀	● B6판 208면 정가 1,400원
11	세계병기발달사	● B6판 208면 정가 2,200원
12	아마튜어무선	● B6판 224면 정가 1,900원
13	우주 2025년	● B6판 176면 정가 1,700원
14	세계의 군함	● B6판 396면 정가 3,600원
15	세계의 전차	● B6판 236판 정가 2,500원
16	세계의 군용기	● B6판 404면 정가 3,600원

광 학

□	빛과 렌즈의 공작 (32가지)	● B5판 144면 정가 1,900원
□	천체망원경입문	● B5판 154면 정가 2,800원
□	광학의 지식과 공작	● B5판 192면 정가 1,900원

모형공작 교실

1	과학모형공작	● B5판 152면 정가 1,800원
2	새전기제작집 (전기모형공작)	● B5판 184면 정가 2,400원
3	모형배 공작	● B5판 180면 정가 2,600원
4	유선 및 무선조종모형공작	● B5판 152면 정가 1,600원
5	모형비행기 공작	● B5판 232면 정가 3,000원
6	광학의지식과공작	● B5판 192면 정가 1,900원
7	스피이드모형공작	● B5판 116면 정가 1,200원
8	플라스틱모형공작	● B5판 160면 정가 1,900원
9	모우터모형공작	● B5판 144면 정가 1,700원
10	라디콘플라모델공작	● B5판 128면 정가 1,600원
11	실내비행기공작	● B5판 128면 정가 1,800원
12	모형글라이더공작	● B5판 176면 정가 2,400원
13	아크릴 모형공작	● B5판 176면 정가 2,400원

즐거운 공작교실

1	일요일공작 (69가지)	● B5판 112면 정가 780원
2	골판지공작 (45가지)	● B5판 112면 정가 780원
3	90분완성공작 (60가지)	● B5판 136면 정가 1,500원
4	악기공작 (58가지)	● B5판 108면 정가 750원
5	종이접기공작 (122가지)	● B5판 168면 정가 1,700원
6	종이끈 공작 (11가지)	● B5판 116면 정가 1,700원

SF문고 시리즈

1	시간포계획	● B6판 168면 정가 1,000원
2	인류의 여명호	● B6판 176면 정가 1,000원
3	우주특급선	● B6판 168면 정가 1,000원
4	우주섬의 소년	● B6판 168면 정가 1,000원
5	우주대모험	● B6판 160면 정가 1,300원

라디콘(R/C)·유콘(U/C)도서

□	U콘기술입문	● B5판 204면 정가 2,300원
□	라디콘기술입문	● B5판 336면 정가 4,800원
□	라디콘의설계와제작	● B5판 164면 정가 2,400원
□	초보라디콘	● B5판 176면 정가 2,900원

디지틀게임 응용제작집

□	디지틀게임기제작집1집	● B5판 184면 정가 3,000원
□	디지틀게임기제작집2집	● B5판 190면 정가 3,300원
□	디지틀게임기제작집3집	● B5판 176면 정가 3,000원

기타도서

□	캠핑 (CAMPING)	● B5판 128면 정가 1,300원
□	페인트입문	● B5판 118면 정가 1,200원

※ 정가는 수시로 변경될 수 있음.

과학의 생활화를 위한
과학 도서
과학 잡지
과학 교재
만을
발행합니다.



545－2055－431－11603